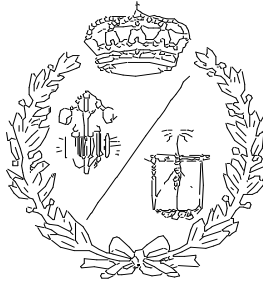


ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Máster

**CONVERTIDOR AC/DC DE 10kW
CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA
DE TOPOLOGÍA VIENNA RECTIFIER
(10kW AC/DC VIENNA Rectifier Topology
Power Factor Correction Stage)**

Para acceder al Título de

**MÁSTER UNIVERSITARIO EN
INGENIERIA INDUSTRIAL**

Autor: Lara Fernández Gutiérrez

Mayo - 2019

Agradecimientos

A Víctor Manuel López, Alberto Pigazo y Francisco Javier Azcondo, por enseñarme, apoyarme y ayudarme a desarrollar este proyecto de convertidor de potencia.

Al departamento de Electrónica de Potencia de Ikerlan, sin los que este trabajo no sería posible y que siempre estaban dispuestos a echarme una mano cuando lo necesitaba.

A César Campuzano, por el apoyo incondicional.

A todos, muchas gracias.

ÍNDICE

1. CONTENIDO

ÍNDICE	0
1. CONTENIDO.....	1
2. LISTADO DE FIGURAS	4
3. LISTADO DE TABLAS.....	6
DOCUMENTO I MEMORIA	7
1. INTRODUCCIÓN	8
1.1. Antecedentes	8
1.2. Alcance y objetivos.....	11
1.3. Impacto esperado	13
2. ESTUDIOS PREVIOS	14
2.1. Topologías de rectificadores trifásicos activos.....	14
Estrés de los componentes	15
Factor de utilización de los transistores	16
Tamaño de los inductores	17
Conclusiones	17
3. DISEÑO DEL PROTOTIPO	18
3.1. Etapa de potencia.....	18
Topología y modo de funcionamiento	19
Elección de semiconductores	21
Elección de condensadores	23
Circuito de precarga de los condensadores	24
Diseño y construcción de inductores	26
Elección de sensores	28
PCB de potencia	29
3.2. Etapa de control	31
Obtención de las tensiones de fase a partir de las de línea	33
Diseño del control de corriente	33
Diseño del control de tensión de bus y balance de los condensadores	39
Discretización del controlador	42
Implementación en DSPACE	43
Circuito de adaptación para DSPACE	48
3.3. Construcción y pruebas	56
Construcción y montaje del prototipo	56
Pruebas experimentales	57
4. CONCLUSIONES.....	60
DOCUMENTO II ANEXOS	61

1. ETAPA DE POTENCIA	62
1.1. Solicitaciones en componentes	63
Transistores de potencia	63
Diodos de potencia	64
Condensadores	67
Bobinas	67
1.2. Estudio de pérdidas	69
MOSFET	69
Diodos	70
1.3. Cálculo térmico	71
1.4. Cálculo de inductores	73
DOCUMENTO III PLANOS	76
1. ÍNDICE DE PLANOS	77
1.1. Portada de planos	77
1.2. Esquema de circuitos y conectores	77
1.3. Esquemático circuito de drivers y drivers rama A	77
1.4. Esquemático circuito de drivers y drivers rama B	77
1.5. Esquemático circuito de drivers y drivers rama C	77
1.6. Esquemático etapa de potencia y sensores	77
1.7. Esquemático circuito de precarga	77
1.8. Esquemático etapa de potencia y sensores	77
1.9. Esquemático convertidores auxiliares	77
1.10. Planos del convertidor y medidas	77
1.11. Planta superior del convertidor	77
1.12. Planta inferior del convertidor	77
1.13. Vista completa de plantas	77
1.14. Capas de PCB	77
1.15. Agujeros PCB y lista de materiales de las capas	77
1.16. Esquema de soldadura para planta superior	77
1.17. Esquema soldadura para planta inferior	77
DOCUMENTO IV PLIEGO DE CONDICIONES	96
1. DISPOSICIONES GENERALES	97
1.1. Resumen del proyecto	97
1.2. Alcance y aplicabilidad del pliego de condiciones	97
2. CONDICIONES TÉCNICAS	98
2.1. Alimentación del convertidor	98
2.2. Características de seguridad	98

2.3. Condiciones de ejecución	98
2.4. Precauciones de uso	99
3. CONDICIONES LEGALES	100
3.1. Uso del convertidor	100
3.2. Propiedad intelectual	100
DOCUMENTO V ESTADO DE MEDICIONES	101
1. ETAPA DE POTENCIA	102
1.1. Semiconductores y drivers	102
1.2. Condensadores y circuito de precarga	102
1.3. Inductores	102
1.4. Sensores	103
1.5. PCB de potencia	103
1.6. Disipador	103
1.7. Componentes auxiliares	103
2. ETAPA DE CONTROL	105
2.1. Tarjeta de adaptación	105
3. EQUIPO UTILIZADO	106
DOCUMENTO VI PRESUPUESTO	107
1. COSTES MATERIALES DE LA ETAPA DE POTENCIA.....	108
1.1. Semiconductores y drivers	108
1.2. Condensadores y circuito de precarga	108
1.3. Inductores	109
1.4. Sensores	109
1.5. PCB de potencia	109
1.6. Disipador	109
1.7. Componentes auxiliares	110
2. COSTES MATERIALES ETAPA DE CONTROL	112
2.1. Tarjeta de adaptación	112
3. EQUIPO UTILIZADO	113
4. MANO DE OBRA	114
5. TOTAL	115
REFERENCIAS	116

2. LISTADO DE FIGURAS

Figura1. Rectificador trifásico en puente no controlado	8
Figura 2. Formas de onda del rectificador trifásico en puente no controlado	9
Figura 3. Rectificador elevador (Boost) trifásico controlado	9
Figura 4. Tensiones de fase y corrientes de fase en un Rectificador Activo	10
Figura 5. a)VIENNA Rectifier Topology; b)Six-Switch Rectifier Topology, [1] ..	14
Figura 6. Topología del rectificador VIENNA [1].....	19
Figura 7. Estados del VIENNA según la conmutación [6]	20
Figura 8. Corriente demandada en la inicialización sin circuito de precarga	25
Figura 9. Modelo del circuito de precarga de los condensadores	25
Figura 10. Corriente demandada en la inicialización con circuito de precarga.	26
Figura 11. Inductor del VIENNA Rectifier	27
Figura 12. Esquema de sensor de tensión.....	28
Figura 13. PCB de potencia (vista superior).....	30
Figura 14. PCB de potencia (vista inferior).....	30
Figura 15. Esquema del control del VIENNA [1].....	31
Figura 16. Diagrama de bloques en el dominio de Laplace [12]	32
Figura 17. Diagrama del control de corriente [1]	34
Figura 18. Diagrama de bode de la planta (verde) y de la planta controlada (rojo).....	36
Figura 19. Diagrama de bloques en Simulink.....	36
Figura 20. Modelo en PLECS del Rectificador VIENNA.....	37
Figura 21. Modelo del controlador en Simulink	37
Figura 22. Corriente real de una fase vs la corriente de referencia correspondiente	38
Figura 23 Tensiones de fase y corrientes con control de corriente lineal.	39
Figura 24. Control de tensión de bus en Simulink	40
Figura 25. Control del balance de tensión en Simulink	40
Figura 26. Esquema en Simulink del algoritmo de control	41
Figura 27. VIENNA en régimen permanente.....	41
Figura 28. Sistema ante variación de carga	42
Figura 29. Subsistema de protecciones en el control.....	44
Figura 30. GUI de protecciones en DSPACE.....	45

Figura 31. Layout de escalado de las señales de medida.....	46
Figura 32. GUI lazo de corriente	47
Figura 33. GUI de control de tensión en DSPACE	47
Figura 34. Filtro paso bajo de segundo orden mediante topología Sallen-Key [14].....	49
Figura 35. Filtro activo paso bajo de primer orden [14]	50
Figura 36. Bode filtro analógico para señales de tensión.....	51
Figura 37. Circuito de adaptación y filtrado de señales de los sensores de tensión	51
Figura 38. Entrada y salida de la adaptación de las tensiones de línea	52
Figura 39. Entrada y salida de la adaptación de las tensiones de bus.....	53
Figura 40. Circuito adaptación de señales de sensor de corriente.....	54
Figura 41. Entrada y salida de la adaptación de las señales de medida de corriente	54
Figura 42. Tarjeta de adaptación para DSPACE	55
Figura 43. Prototipo de etapa de potencia (vista superior)	56
Figura 44. Prototipo de la etapa de potencia (vista lateral)	57
Figura 45. Tensión de línea y tensión de bus de salida medidas	58
Figura 46. Tensiones de línea y de bus en la interface de la dSPACE	58
Figura 47. Señal a la salida de dSPACE y señal de puerta del MOSFET	59
Figura 48. Diagrama del circuito del VIENNA Rectifier [1]	62
Figura 49. Tensión e intensidad del transistor.....	64
Figura 50. Tensión del diodo en un período.....	65
Figura 51. Intensidades por los diodos de potencia	66
Figura 52. Tensión y corriente por el condensador	67
Figura 53. Tensión e intensidad del inductor.....	68
Figura 54. Circuito eléctrico equivalente del sistema térmico.....	71
Figura 55. Circuito eléctrico simplificado	72
Figura 56. Disipador elegido [16].....	72
Figura 57. Geometría del inductor.....	74

3. LISTADO DE TABLAS

Tabla 1. Comparativa del estrés que soportan los semiconductores en distintas topologías de convertidores	15
Tabla 2. Nomenclatura y valores nominales	18
Tabla 3. Comparativa transistores de potencia	21
Tabla 4. Características del driver	22
Tabla 5. Comparativa diodos de potencia	23
Tabla 6. Comparativa de condensadores	24
Tabla 7. Componentes circuito precarga condensadores.	26
Tabla 8. Parámetros del inductor	27
Tabla 9. Transformación de las funciones de transferencia al dominio discreto	43
Tabla 10. Tabla resumen del punto de operación del VIENNA Rectifier	62
Tabla 11. Expresiones analíticas del estrés en transistores	63
Tabla 12. Expresiones analíticas del estrés en los diodos	66
Tabla 13. Parámetros iniciales en la construcción de inductores	73
Tabla 14. Dimensiones del núcleo E80	74

DOCUMENTO I
MEMORIA

1. INTRODUCCIÓN

1.1. ANTECEDENTES

Los rectificadores conectados a la red de alimentación son convertidores de potencia que transforman una tensión de red nominalmente sinusoidal en una tensión continua mediante el uso de componentes semiconductores. Comúnmente, los rectificadores de la tensión de red se utilizan para obtener una fuente de alimentación continua.

Los rectificadores más sencillos son los rectificadores pasivos. Mediante topologías de puentes de diodos y un filtro LC permiten obtener una tensión DC a la salida con un valor proporcional a la tensión AC de entrada. Al no circular corriente por todas las fases en cada instante, la corriente demandada de la red presenta altas distorsiones armónicas, que perjudican a la red y sus instalaciones.

Un convertidor rectificador pasivo trifásico es el *Three-Phase Bridge Rectifier* (Figura1, realizada con PLECS), que permite obtener una tensión continua (Figura 2) con valor medio de $V_{LL,pk}$. No se obtienen factores de potencia¹ mayores de 0,96 porque la mínima distorsión armónica² conseguida es del 30%, aunque se consigan factores de desplazamiento de valor unidad.

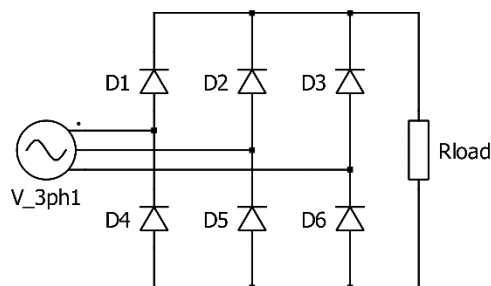


Figura1. Rectificador trifásico en puente no controlado

¹ Factor de potencia (f.d.p.): Relación entre la potencia activa y aparente en un circuito de corriente alterna. El f.d.p. es igual al factor de desplazamiento ($\cos\phi$) multiplicado por el factor de distorsión (relacionado con el THD).

² Tasa de distorsión armónica o THD: Razón del valor RMS de la suma de todas las componentes armónicas de una onda sobre el valor RMS de su componente fundamental.

Debido a la dependencia de la tensión de salida con la tensión de entrada, estos sistemas necesitan un convertidor DC/DC conectado en cascada que mantenga el nivel de tensión de salida conforme a la aplicación.

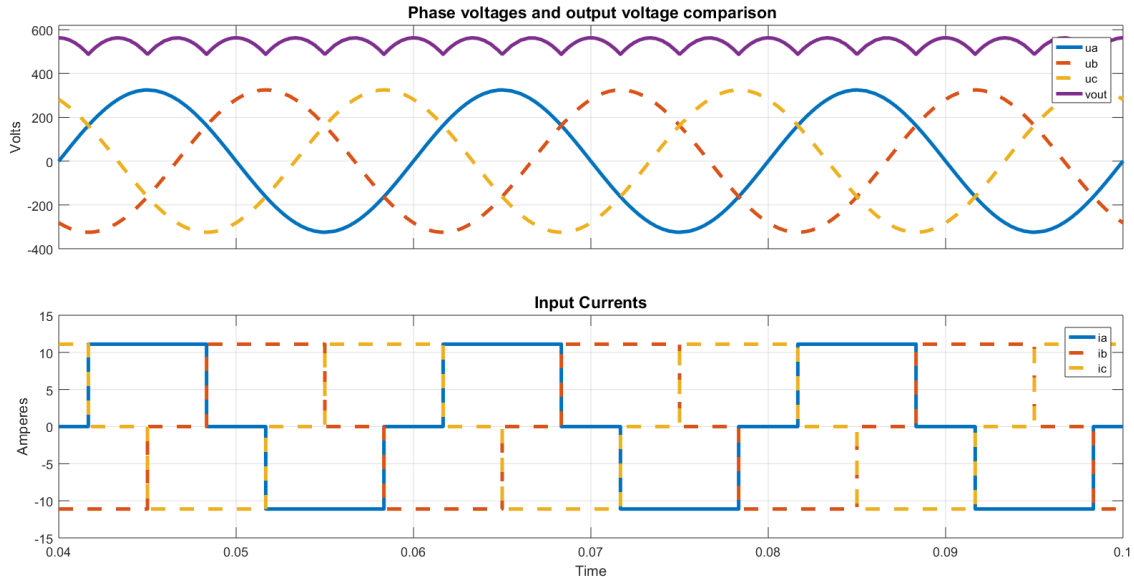


Figura 2. Formas de onda del rectificador trifásico en puente no controlado

Los rectificadores pasivos no cumplen el requerimiento general de $THD_i < 5\%$ a potencia nominal impuesto en las aplicaciones con conexión a la red. Por lo tanto, se necesitan convertidores que mejoren esa distorsión armónica y consecuentemente, el factor de potencia del sistema.

A partir de las topologías de rectificadores pasivos y sustituyendo los diodos por semiconductores controlables como los transistores, derivan los rectificadores activos como el *Boost Three-Phase PWM Rectifier* (Figura3) o el *VIENNA Rectifier* desarrollado en este Proyecto.

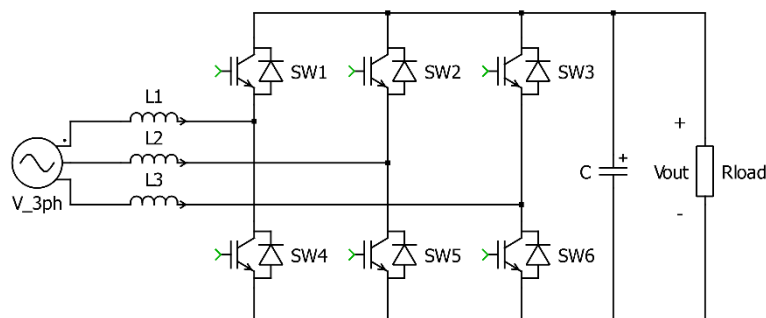


Figura3. Rectificador elevador (Boost) trifásico controlado

Los transistores de cada rama son controlados para que la corriente demandada a la red tenga una forma sinusoidal y alcance factores de potencia cercanos a la unidad (Figura 4). Dentro del control también se gobierna la tensión de salida.

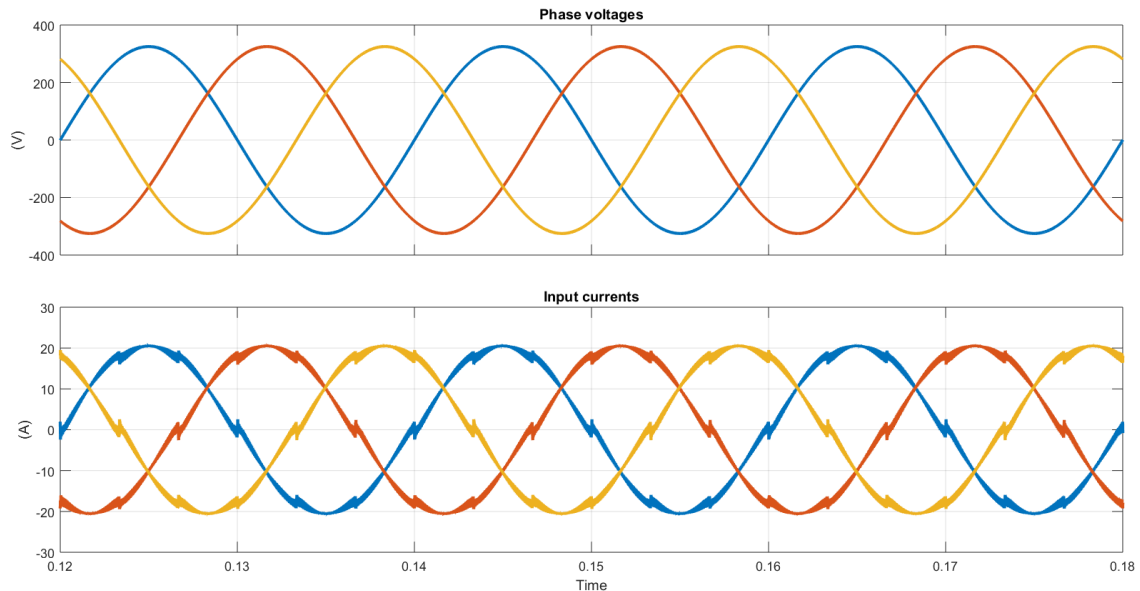


Figura 4. Tensiones de fase y corrientes de fase en un Rectificador Activo

A los convertidores que mejoran el factor de potencia de forma activa se les denomina Correctores del Factor de Potencia o PFC, y en los que se incluye el rectificador trifásico *VIENNA* desarrollado en este Proyecto.

1.2. ALCANCE Y OBJETIVOS

En este proyecto incluye el diseño, construcción y verificación experimental de un prototipo de convertidor rectificador *VIENNA* de potencia nominal $10kW$. La entrada al convertidor será el sistema trifásico de la red eléctrica de $400V$ a $50Hz$, del que se dispondrán los tres hilos de fase y el hilo de protección, pero no necesariamente el hilo neutro.

Esta tensión trifásica se convertirá en dos buses de tensión continua con niveles de tensión de $-450V$, $0V$ y $450V$, logrando un bus de tensión continua de $900V$.

Se distinguirá entre la etapa de potencia que recoge elección de semiconductores, elementos pasivos, sensores y una PCB de potencia, y una etapa de control que incluirá la realización de tres lazos de control en entorno Simulink/Plecs y su implementación en DSPACE.

Como objetivos específicos del proyecto se han propuesto:

- Factor de potencia virtualmente unidad y baja distorsión armónica: Independiente de la carga, la corriente demandada a la red debe de ser sinusoidal con un THDi menor al 5% a potencia nominal y estar en fase con las tensiones trifásicas para obtener un factor de potencia cercano a la unidad.

- Estabilidad en la tensión de salida: Se debe de garantizar estabilidad en la tensión continua de salida independientemente de la carga conectada y de las variaciones en la misma.

- Alta densidad de potencia: Se diseñará el convertidor teniendo siempre en cuenta la relación potencia respecto a volumen que ocupa el dispositivo, intentando maximizar la misma.

- Robustez y seguridad en entornos industriales: Debido a las tensiones manejadas en el dispositivo y la aplicación del mismo en entornos industriales y hostiles, se diseñará el convertidor siempre acorde a mantener la seguridad de las personas e instalaciones circundantes.

- Coste competitivo: El coste del convertidor tiene que ser competitivo con otros convertidores comerciales que ofrezcan prestaciones similares.

1.3. IMPACTO ESPERADO

Este Proyecto pretende crear un prototipo de convertidor que pueda ser utilizado en la industria, mejorando las condiciones existentes en el mercado sobre los Correctores del Factor de Potencia.

Además, se pretende que el prototipo sirva de punto de partida para otros Proyectos que deseen estudiar el dispositivo y desarrollarlo más allá del alcance de este Proyecto, mejorando y optimizando el diseño del convertidor *VIENNA*.

2. ESTUDIOS PREVIOS

2.1. TOPOLOGÍAS DE RECTIFICADORES TRIFÁSICOS ACTIVOS

Dentro de la aplicación de rectificadores de la tensión de red, existen diferentes topologías de convertidores elevadores con distintas características. Las ventajas de cada uno hacen que el diseño sea más adecuado según la aplicación del convertidor y en este apartado se estudia qué topología se adecúa a la aplicación de este Proyecto.

Se pretende en este apartado de justificar la elección de la topología *VIENNA* para el desarrollo de un rectificador PFC de este Proyecto, comparándola con otra topología elevadora como la *Six-Switch PFC AC/DC Bridge*.

Las características deseadas en la topología de la etapa de potencia del convertidor están ligadas a los objetivos del Proyecto relacionados con la potencia específica y el rendimiento. En primer lugar, se desea un convertidor compacto y poco voluminoso sin comprometer la entrega de potencia del dispositivo. También se desea minimizar las pérdidas, ya que derivan en calentamientos de los dispositivos y pueden reducir su vida útil.

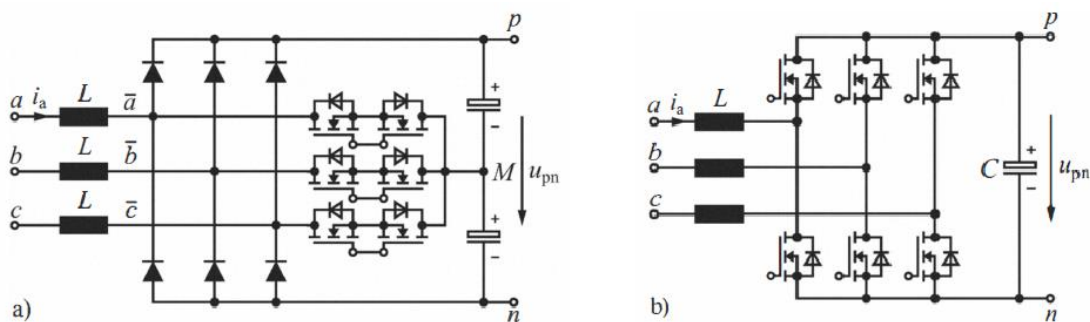


Figura5. a)VIENNA Rectifier Topology; b)Six-Switch Rectifier Topology, [1]

Estrés de los componentes

Por inspección del circuito, la primera ventaja del *Six-Switch Rectifier* sobre el *VIENNA* es que necesita seis diodos menos, y por tanto se reduce la complejidad de la etapa de potencia. No obstante, los diodos y transistores del *VIENNA Rectifier* bloquean sólo la mitad de la tensión de bus de salida en el momento en el que no están conduciendo, mientras que en el *Six-Switch PFC* bloquearán la tensión completa. Lo contrario ocurre con la intensidad que atraviesa los dispositivos.

Para mayor entendimiento, se recoge en la Tabla 1 el estrés al que está sujeto cada dispositivo en función del factor $M = \frac{\hat{U}_f}{1/2 U_{pn}}$, siendo \hat{U}_f el pico de la tensión de fase aplicada a la entrada y U_{pn} la tensión de bus a la salida del convertidor. \hat{I}_a es el pico de la intensidad de fase.

	VIENNA Rectifier	Six-Switch Rectifier	Comparativa VR/SSR(%)
Tensión de transistores y diodos antiparalelo	$U_{pn}/2$	U_{pn}	50%
Tensión diodos de potencia	U_{pn}	-	-
Intensidad RMS transistores	$\hat{I}_a \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi}}$	$\hat{I}_a \sqrt{\frac{4\pi - \sqrt{3}(3 + 4M)}{24\pi}}$	175,13%
Intensidad RMS diodos de potencia	$\hat{I}_a \sqrt{\frac{2M}{3\pi}}$	-	-
Intensidad RMS diodos antiparalelo	-	$\hat{I}_a \sqrt{\frac{2\pi + \sqrt{3}(3 + 4M)}{24\pi}}$	-

Tabla 1. Comparativa del estrés que soportan los semiconductores en distintas topologías de convertidores

A partir de la comparativa en la tabla, se puede apreciar cómo en el *VIENNA* los transistores soportan la mitad³ de la tensión del bus de continua, pero casi el doble de corriente que en el *Six-Switch Rectifier*. Esto implica una reducción considerable de las pérdidas de conmutación por parte del *VIENNA*, que comúnmente son las pérdidas principales de los MOSFET en estos convertidores.

La intensidad que atraviesa los diodos en antiparalelo de los transistores del *Six-Switch PFC* es un 50% mayor que aquella que atraviesa los diodos de potencia del *VIENNA*. Teniendo en cuenta que los diodos en antiparalelo son unos diodos intrínsecos formados en el semiconductor y que normalmente no tienen buenas propiedades y derivan en altas pérdidas, no es conveniente que soporten altos valores de intensidad.

Cabe destacar que el aumento de las pérdidas en los semiconductores impacta directamente con el tamaño del disipador de calor⁴ asociado a los mismos y que, por tanto, no sólo afecta al rendimiento del convertidor sino a un aumento del volumen del mismo. Es decir, cuanto mayor sean las pérdidas, menor será la potencia específica alcanzable.

Por tanto, aunque la topología *VIENNA* tenga seis dispositivos semiconductores más, deriva en un mejor desempeño de éstos.

Factor de utilización de los transistores

Desde el punto de vista de la elevación de tensión que lleva a cabo el convertidor, el *VIENNA* tiene que elevar la tensión desde la tensión de fase hasta 450V (debido a la existencia del punto neutro en su topología), mientras que el *Six-Switch* tiene que elevar la misma tensión hasta 900V. Por tanto, en las zonas en las que el convertidor entrega máxima potencia, el ciclo de trabajo

³En una situación ideal, como los transistores están dispuestos en serie y conducen sincronamente, cada transistor soportaría la mitad de esta tensión (225V) lo que deriva en una reducción aún mayor de estrés y pérdidas en el componente. Como no se puede asegurar que dejen de conducir ambos transistores en el mismo instante debido a capacitancias parásitas, se ha supuesto el caso más desfavorable en el que un transistor soporte la tensión de un condensador por sí solo.

⁴ Disipador o *heat sink*: Instrumento que se utiliza para extraer el calor de los componentes electrónicos y evacuarlo a un fluido de refrigeración, comúnmente el aire.

de los transistores del *VIENNA* es menor y por tanto se obtiene un factor de utilización mayor.

Tamaño de los inductores

Partiendo del mismo requerimiento de rizado en la corriente de entrada, el *Six-Switch Rectifier* necesita un valor de inductancia mayor que el *VIENNA Rectifier*. Esto se debe a que la tensión aplicada en la inductancia en el *Six-Switch* es la tensión de fase menos la tensión del bus completo, siendo éste 900V, mientras que en el *VIENNA* es sólo la mitad de bus completo, 450V. Debido a que el tamaño de los inductores es proporcional al valor de inductancia necesaria, y ésta a su vez es proporcional a la tensión que soportan las mismas, se llega a la conclusión de que los inductores serán de mayor volumen en la topología *Six-Switch Rectifier*.

Debido a que en los convertidores los elementos que más espacio ocupan son las bobinas y el disipador, el empujamiento de éstos deriva en un aumento de la potencia específica considerable.

Conclusiones

Debido a que uno de los objetivos de este Proyecto es conseguir un rectificador de alta potencia y compacidad, se escoge la topología *VIENNA* que presenta las ventajas deseadas según los objetivos fijados en este Proyecto. Estas ventajas incluyen menor estrés soportado por los semiconductores y mayor factor de utilización de los mismos, reducción de pérdidas de conmutación y magnéticos menos voluminosos.

3. DISEÑO DEL PROTOTIPO

El prototipo de un convertidor *VIENNA* de potencia 10kW se diseña a partir de unas especificaciones derivadas de la aplicación en la que se enmarca el desarrollo del rectificador de este Proyecto.

- Tensión de entrada ca: $400V_{LL} \pm 5\%$, $50Hz \pm 0,01\%$
- Tensión de salida cc: $900V \pm 5V$

Se ha escogido una frecuencia de conmutación, f_{sw} , a partir del compromiso de varios factores como las pérdidas de conmutación, velocidad del hardware de implementación del control y tamaño de los magnéticos. Se ha optado por una frecuencia de 40kHz.

3.1. ETAPA DE POTENCIA

El diseño de la etapa de potencia incluye la explicación de la topología y modo de funcionamiento, y el dimensionamiento y elección de todos los componentes de potencia del convertidor.

Se presenta una tabla resumen con la nomenclatura y valores en el punto de operación a potencia nominal de los parámetros del rectificador.

Descripción	Nomenclatura	Valor a potencia nominal
Potencia	P	10kW
Tensiones de entrada (RMS)	U_a, U_b, U_c	230 V
Intensidades de fase (RMS)	I_a, I_b, I_c	14,49 A
Tensión de salida	U_{pn}	900 V
Tensión de cada bus de salida	U_{pM}, U_{Mn}	450 V
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	40kHz

Tabla 2. Nomenclatura y valores nominales

La elección de los componentes que forman la etapa de potencia se ha basado en cumplir los objetivos de este Proyecto de rendimiento, volumen y coste competitivo. En primer lugar, se han escogido muestras de componentes que sean de coste semejante y que pertenezcan a tecnologías que sean adecuadas para la aplicación. Posteriormente, se hace una elección entre estas opciones del componente más eficiente en cuanto a pérdidas o del componente menos voluminoso.

Topología y modo de funcionamiento

El rectificador *VIENNA* es un convertidor que transforma una tensión trifásica a la entrada en una tensión continua a la salida. Como se aprecia en la Figura 6, las tensiones trifásicas son aplicadas en los terminales *a*, *b* y *c*, y se obtienen tres niveles de tensión continua u_{pM} , u_{Mn} y u_{pn} , cumpliéndose $u_{pn} = u_{pM} + u_{Mn}$.

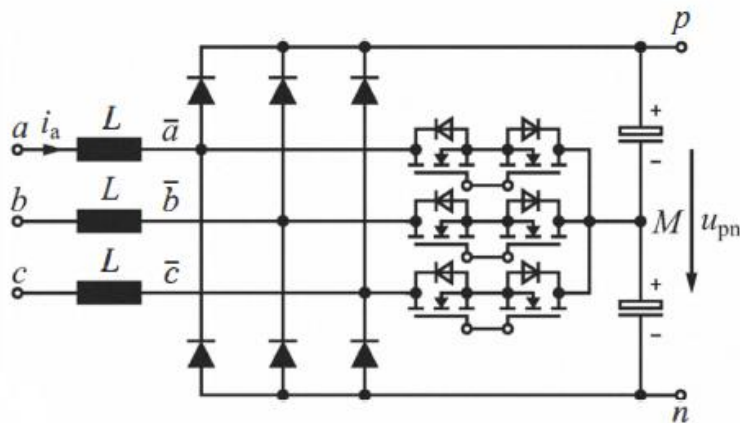


Figura 6. Topología del rectificador *VIENNA* [1]

Esa conversión se hace gracias a un puente de diodos y tres interruptores bidireccionales que conectan las tensiones de fase con el punto neutro ficticio del bus, el punto *M*. Los interruptores bidireccionales se consiguen colocando dos MOSFET de potencia *back-to-back*, creando un interruptor de estado sólido. Estos interruptores están dirigidos mediante modulación PWM que resulta de la aplicación de controladores que aseguren que la corriente de entrada sea sinusoidal en fase con la tensión de entrada y que la tensión constante y del valor especificado en la salida.

El punto M es un punto neutro ficticio, cuya tensión se mantiene gracias a la integración de un lazo de control que mantiene la tensión en los condensadores balanceada. El punto N es el neutro de la red y el control impone, $U_{MN} \approx 0$.

Los componentes pasivos LC del filtro electrónico permiten amortiguar la dinámica de la corriente y la tensión de salida respectivamente.

En la Figura 7, se presenta las diferentes conexiones según el estado de conducción de los interruptores.

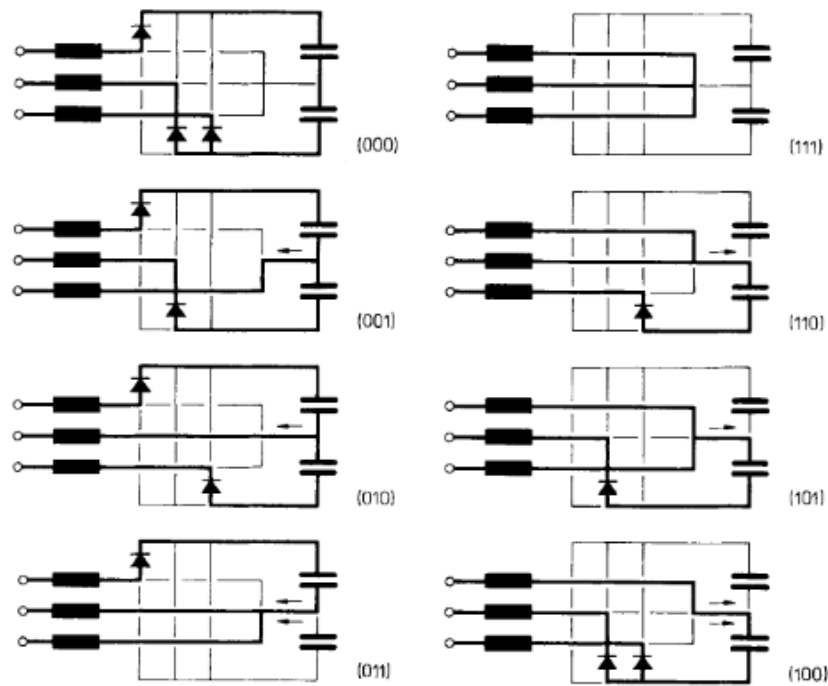


Figura 7. Estados del VIENNA según la conmutación [6]

Según el diagrama expuesto, la tensión aplicada en bornes de la inductancia dependerá del estado de conducción de los interruptores y del signo de intensidad de entrada de la fase correspondiente.

$$u_{L,k} = u_k - u_{MN} \quad \text{cuando} \quad s_k = 1, \quad \forall i_k$$

$$u_{L,k} = u_k - u_{pM} \quad \text{cuando} \quad s_k = 0, \quad i_k > 0$$

$$u_{L,k} = u_k - u_{Mn} \quad \text{cuando} \quad s_k = 0, \quad i_k < 0$$

$$k = a, b, c$$

Debido a que mediante los interruptores se puede controlar la tensión aplicada a la bobina, se puede controlar la intensidad que la atraviesa.

Elección de semiconductores

Se realiza una comparativa y selección de los dispositivos semiconductores del convertidor a partir de la tensión e intensidad que soportan los mismos. Se justifica la elección mediante el cálculo de pérdidas debido a que la variación del volumen entre los dispositivos comparados es despreciable.

La tensión que deben de soportar los transistores de cada rama, según lo desarrollado en el Anexo 1.1 es 450V, y la intensidad RMS calculada para los dispositivos es 6,354A. A partir de estos valores, se escogen varios MOSFET de potencia que soporten estos niveles de tensión e intensidad dentro del mismo rango de precio.

Se hace una comparativa de los MOSFET de potencia según los cálculos de pérdidas en Anexo 1.2 y en igualdad de precio, que permitirá seleccionar el transistor indicado para la aplicación. Aunque se presentan tanto las pérdidas de conducción como las de conmutación, predominarán estas últimas debido a la frecuencia de conmutación escogida. Las pérdidas de conmutación se denominan P_c y las de conducción P_{sw} .

Código del fabricante	Fabricante	$V_{max}(V)$	$I_{dmax}(A)$	$P_c(W)$	$P_{sw}(W)$	Pérdidas totales, $P_M(W)$
IPZA60R060P7	Infineon	650	48	6,09	27,28	33,37
IXFT50N60P3	IXYS	600	50	8,71	29,68	38,39
STW56N60M2	ST	650	33	2,40	128,76	131,16

Tabla 3. Comparativa transistores de potencia

Se escoge el MOSFET de Infineon, IPZA60R060P7 [18] debido a que obtiene menores pérdidas que los otros dos MOSFET manteniendo un buen desempeño.

Para la conmutación de los MOSFET de potencia es necesario un driver que sea capaz de entregar la intensidad necesaria en la puerta del dispositivo para que el transistor conmute adecuadamente, ya que la corriente que puede administrar un pin de salida del controlador es del orden de unidades de miliamperios. Además, sirven como aislamiento entre el circuito de control y circuito de potencia.

El driver tiene que cargar el condensador de puerta del MOSFET para poner la puerta a la tensión de $+15V$ que pone en conducción el transistor y para descargarla a la tensión de bloqueo de $-15V$. La potencia necesaria para cargar el condensador y que debe de ofrecer el driver viene dado por:

$$P_{DRV} > Q_{GATE} f_{sw} \Delta V = 100mW \quad (1)$$

Donde Q_{GATE} viene dado por el fabricante, f_{sw} es la frecuencia de conmutación y ΔV es la variación de la tensión en la puerta para el estado de conducción y el estado de bloqueo.

Otro parámetro importante que tiene que tiene que ofrecer el driver es la corriente necesaria para conmutar en un determinado tiempo.

$$\hat{I}_g = \frac{\Delta V}{R_{g_{int}} + R_{g_{ext}}} = 2,17A \quad (2)$$

Donde $R_{g_{int}}$ es la resistencia de puerta intrínseca del MOSFET y $R_{g_{ext}}$ es una resistencia externa elegida para el circuito de drivers.

Se ha escogido el driver descrito en la siguiente tabla, que cumple con los requisitos para conmutar la puerta del MOSFET.

Código del fabricante	Fabricante	$P (W)$	$I_{g_{max}} (A)$
ACPL-339J [17]	AVAGP	1,2	5,5

Tabla 4. Características del driver

En el caso de los diodos de potencia, soportan una tensión de 900V y una corriente RMS de 8,026A según los cálculos en Anexo 1.1. Para minimizar las pérdidas de conmutación de estos semiconductores se han escogido de SiC de tipo *ultra fast recovery* que minimizan las pérdidas de conmutación de los diodos. Los cálculos de la potencia están realizados según el datasheet de cada dispositivo.

Código del fabricante	Fabricante	$V_{max}(V)$	$I_{dmax}(A)$	Pérdidas $P(W)$
STTH9012TV	ST	1200	45	30,33
IDW40G120C5B	Infineon	1200	25	38,39
VS-40EPF10PbF	Vishay	1100	40	131,16

Tabla 5. Comparativa diodos de potencia

Se escogen los diodos STTH9012TV [20] que permiten minimizar las pérdidas. Además, el encapsulado contiene dos diodos con una configuración conveniente para la topología que reduce el volumen utilizado.

Elección de condensadores

Los condensadores limitan el rizado en la tensión DC de salida, y el valor de su capacidad se calcula para obtener un rizado del 6% según la siguiente fórmula.

$$C = \frac{P}{4f(V^2 - (V - \Delta V)^2)} = 0,94mF \cong 1mF \quad (3)$$

La elección de condensadores se ha realizado buscando el equilibrio entre minimización de las pérdidas en el condensador la reducción el volumen del convertidor. Se ha hecho una comparativa entre dos tecnologías de condensadores: Electrolíticos y MKP.

Los condensadores electrolíticos tienen valores de resistencia equivalente en serie (ESR) del orden de 150 veces mayor a los condensadores de tecnología MKP que incurrir en un descenso del rendimiento del convertidor de 0,072%. Por otro lado, los MKP tienen un peso y un volumen 10 veces

superior a los condensadores electrolíticos que puede derivar en roturas mecánicas en la PCB de potencia y al descenso de la potencia específica del convertidor.

Código del fabricante	Fabricante	ESR ($m\Omega$)	C (μF)	n	Pérdidas $P(W)$	Volumen total (cm^3)	Peso total (kg)
MAL219390102E3	Vishay	400	330	3	7,2	256,5	0,4
C44UJGT6450A8SK	KEMET	2,6	450	2	0,105	2860	2,9

Tabla 6. Comparativa de condensadores

El parámetro n en la tabla comparativa es el número de condensadores necesarios por cada bus.

Debido a que el descenso del rendimiento no es elevado, se ha escogido el condensador electrolítico con código MAL219390102E3 [15] de Vishay, priorizando la minimización del volumen y peso del convertidor respecto al rendimiento. Se colocan tres condensadores en paralelo de valor $330\mu F$, que suman el valor necesario de $1mF$ de cada bus. Por lo tanto, se necesitan 6 condensadores para crear los dos buses de salida.

Circuito de precarga de los condensadores

En la inicialización del convertidor, los condensadores estarán descargados completamente y a una tensión de $0V$. Cuando el convertidor empieza a rectificar la tensión de entrada, los condensadores demandarán un pico de corriente muy elevado que no sería asumible por el circuito impreso de potencia (Figura 8).

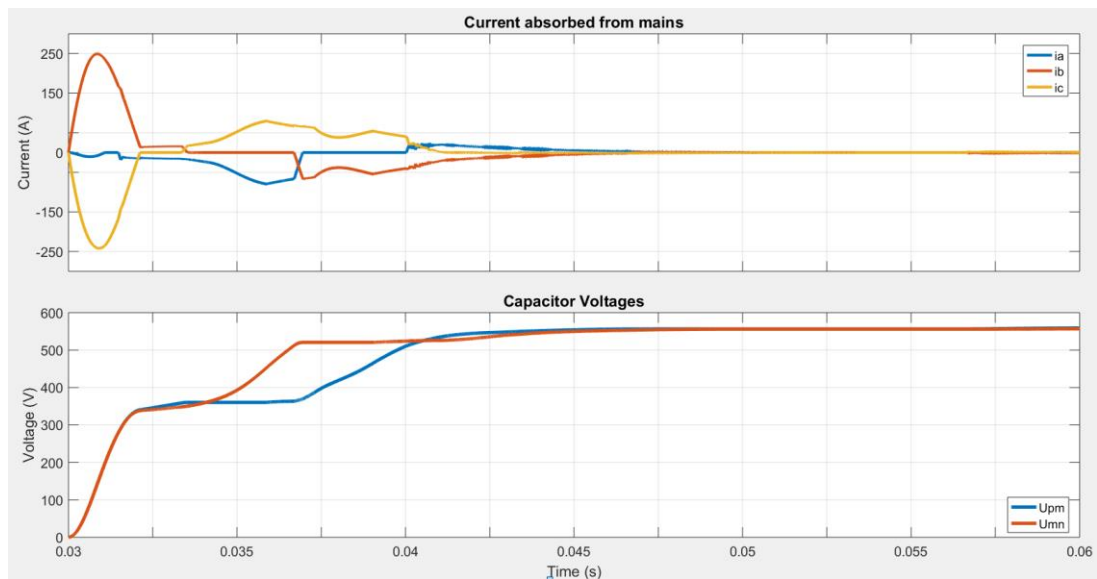


Figura 8. Corriente demandada en la inicialización sin circuito de precarga

Se disminuye este pico de corriente mediante el dimensionamiento de un circuito de precarga (Figura 9). Este circuito incluye una resistencia en serie con el condensador que amortigüe el pico de corriente demandado en la carga de los condensadores y un relé que cortocircuite la misma cuando los condensadores lleguen a la tensión de rectificación pasiva $V_{L,Lpk}$.

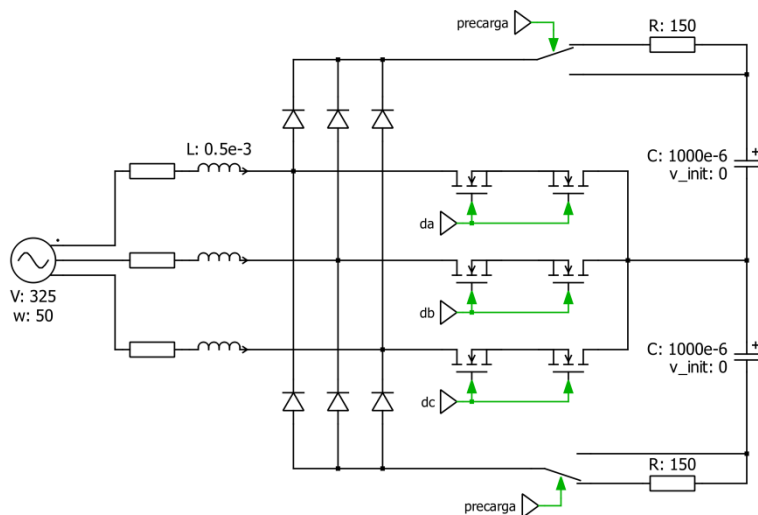


Figura 9. Modelo del circuito de precarga de los condensadores

La activación del relé se hace a través del control. Una vez activado éste, los condensadores se cargarán hasta la tensión que imponga el lazo de control.

La resistencia de precarga se dimensiona según el pico de corriente asumible en la inicialización, y según la energía que deba disipar durante la misma. La energía se ha calculado mediante un modelado en simulación.

El relé se ha dimensionado según la tensión que debe de soportar y la intensidad que lo atraviesa cuando está conduciendo.

Código del fabricante	Fabricante	V_{max} (V)
TWW10J150E	Ohmite	250
G2RL-1A4-E-DC24	Omron Electronics	250

Tabla 7. Componentes circuito precarga condensadores.

Con el circuito de precarga se ha reducido el pico de corriente de 250A a 30A, asumible por la placa de potencia (Figura 10).

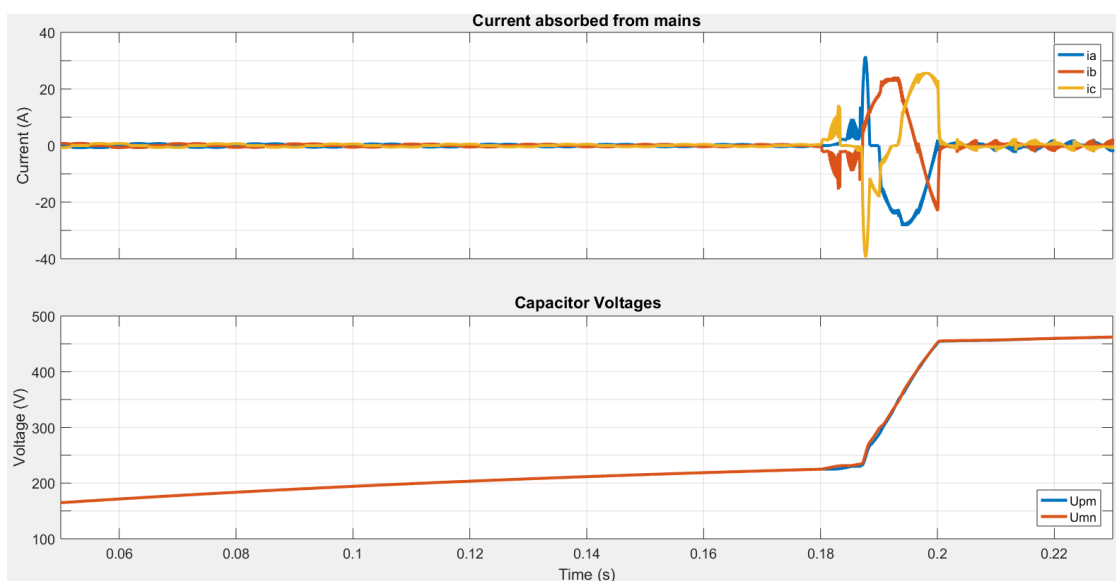


Figura 10. Corriente demandada en la inicialización con circuito de precarga

Diseño y construcción de inductores

La inductancia permite limitar el rizado de la corriente de entrada. Este rizado es inversamente proporcional al valor de inductancia, y se debe de llegar al valor de L que haga cumplir la especificación de rizado. Se calcula por tanto el valor de inductancia a partir del rizado permitido de 5A, a partir de:

$$L = \frac{U_{pn}/2}{4f_{sw}\Delta i_{pp_{max}}} = 5,6 * 10^{-4} \cong 0,5mH \quad (4)$$

A partir del valor de inductancia, se calculan los parámetros magnéticos y de construcción según el Anexo 1.4.

La tabla resumen de los parámetros calculados para la construcción del inductor se presenta a continuación.

Descripción	Nomenclatura	Valor
Tipo Núcleo	-	E80
Material magnético	-	N87
Parámetro de tamaño de núcleo	K_g	$10,17 \text{ cm}^5$
<i>Air gap</i>	l_g	$0,0176 \text{ m}$
Número de vueltas	n	92
Tamaño del cable	A_w	$0,016 \text{ cm}^2$

Tabla 8. Parámetros del inductor

A partir de los parámetros de la tabla anterior, se construyen los inductores del rectificador *VIENNA*.

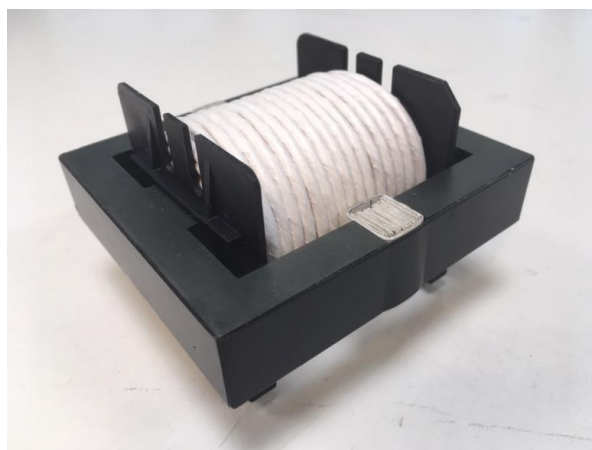


Figura 11. Inductor del VIENNA Rectifier

Elección de sensores

La sensorización de las tensiones de línea, corrientes de fase y tensiones de los buses de salida permite obtener las medidas de los mismos para trasladarlas mediante un posterior circuito de adaptación y convertidores analógico-digitales al algoritmo de control y también permitirá su visualización en la pantalla de la interfaz gráfica de la dSPACE. Se sensan las tensiones de línea en vez de las de fase debido al requisito de que no se debe de disponer necesariamente del neutro de la red (pag.35).

Para medir las señales que se necesitarán controlar se han escogido sensores con aislamiento interno que permitan separar los circuitos eléctricos del circuito de potencia y del circuito de señales de medida.

Para medir las tensiones se ha escogido el Transductor de Tensión LV 25-P [21] de la marca comercial LEM, que permite sensar tensiones continuas y sinusoidales de hasta $500V_{rms}$. La entrada a este sensor es una corriente proporcional a la tensión medida que se obtiene colocando una resistencia externa que debe de ser calculada por el diseñador y que depende de la tensión a medir. La corriente eficaz que soporta el primario del sensor es de $10mA_{rms}$ permitiendo alcanzar una sobrecorriente de $14mA$. El esquema del sensor se presenta a continuación.

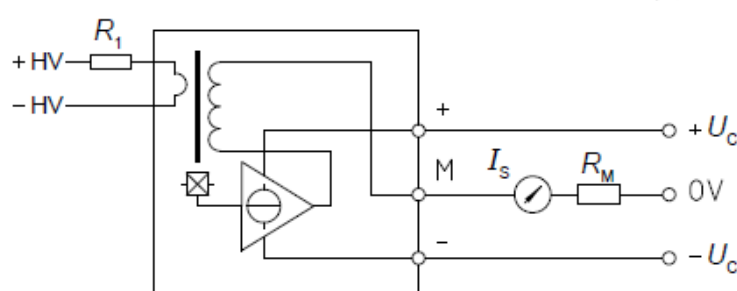


Figura 12. Esquema de sensor de tensión

Se calculan las resistencias necesarias para medir las tensiones de línea y las tensiones de bus.

La tensión eficaz de línea es de 400V y la resistencia necesaria para el sensor:

$$R_1 = \frac{V_{LL}}{10mA} = 40k\Omega \quad (5)$$

La tensión nominal a medir de los buses de salida es de 450V establecidos en la aplicación. Se podrá medir hasta tensiones de 630V que equivale a los 14mA máximos que soporta el primario del sensor. La resistencia necesaria será para medir 450V en el punto nominal:

$$R_L = \frac{V_{pN,max}}{10mA} = 45k\Omega \quad (6)$$

La salida de ambos sensores cuando se está midiendo 400V de tensión eficaz de línea y 450V en la tensión de bus será 25mA.

Para la medida de corriente se utilizan sensores de la marca comercial LEM, con código LES15-NP [22]. Este transductor permite sensar corrientes en el intervalo de $\pm 48A$. La salida del sensor es una tensión con un *offset* de 2,5V y una ganancia respecto a la tensión medida de 0,0416V. Es decir, midiendo la corriente máxima que atraviesa los sensores de 20,5A en su bobinado primario, se obtiene una tensión a la salida del sensor de 3,35V. Cuando la corriente tiene su mínimo valor de $-20,5A$, la salida del sensor será de 1,65V.

PCB de potencia

Para la optimización del espacio y la minimización de elementos parásitos se ha hecho un diseño de una PCB de potencia que una los diferentes componentes del circuito de potencia, así como todos los elementos auxiliares necesarios. Se diseña a partir de un programa CAD de donde se obtienen los planos recogidos en el anexo de Planos.

En el diseño se han tenido en cuenta las tensiones mecánicas que debe de soportar la placa derivadas del peso de los componentes para que la placa no sufra roturas inesperadas y el prototipo sea robusto.

La placa de potencia fabricada tiene unas dimensiones de 32cm de largo y 25cm de ancho, se muestra en las siguientes figuras.

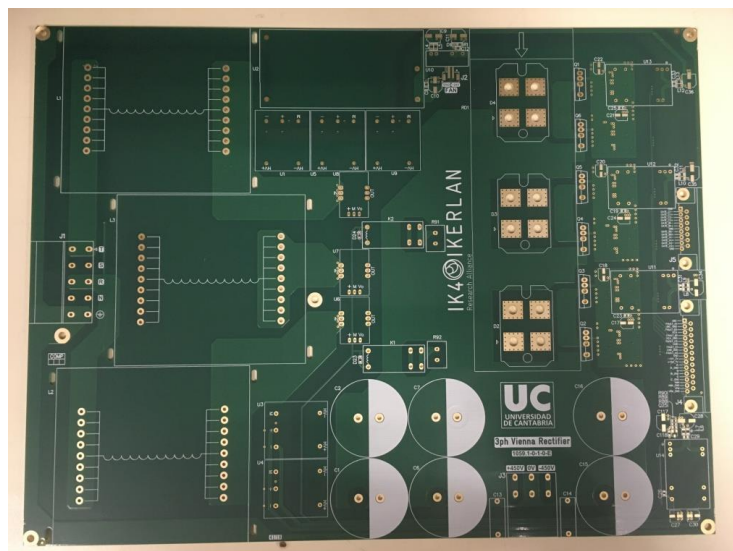


Figura 13. PCB de potencia (vista superior)

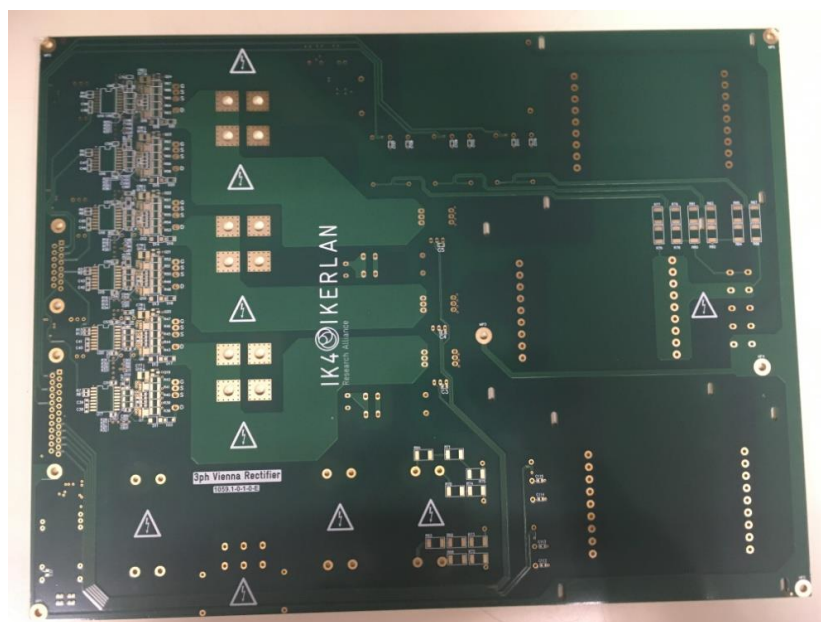


Figura 14. PCB de potencia (vista inferior)

3.2. ETAPA DE CONTROL

El rectificador *VIENNA* necesita lazos de control para obtener un factor de potencia unidad y que se comporte, así, como un emulador de resistencia en bornes de la red eléctrica, además de para mantener una tensión de salida constante. Los lazos de control permiten gobernar el estado de conducción de los MOSFET de potencia que harán que las corrientes de fase sean sinusoidales y estén en fase con la tensión de fase correspondiente, obteniendo así el factor de potencia cercano a la unidad.

El algoritmo de control es implementado en dSPACE, un sistema de prototipado en tiempo real que permite desarrollar estrategias de control a partir del entorno Simulink. Cuenta con una interfaz en tiempo real, *ControlDesk*, que permite al usuario visualizar variables internas, modificar parámetros de diseño y detectar errores en el algoritmo mientras el control está operando con el convertidor. Además, de contar con los periféricos necesarios para convertir las señales analógicas en digitales (ADC) y bloques PWM dedicados para convertidores de potencia.

El algoritmo de control del rectificador *VIENNA* es el presentado en la siguiente figura.

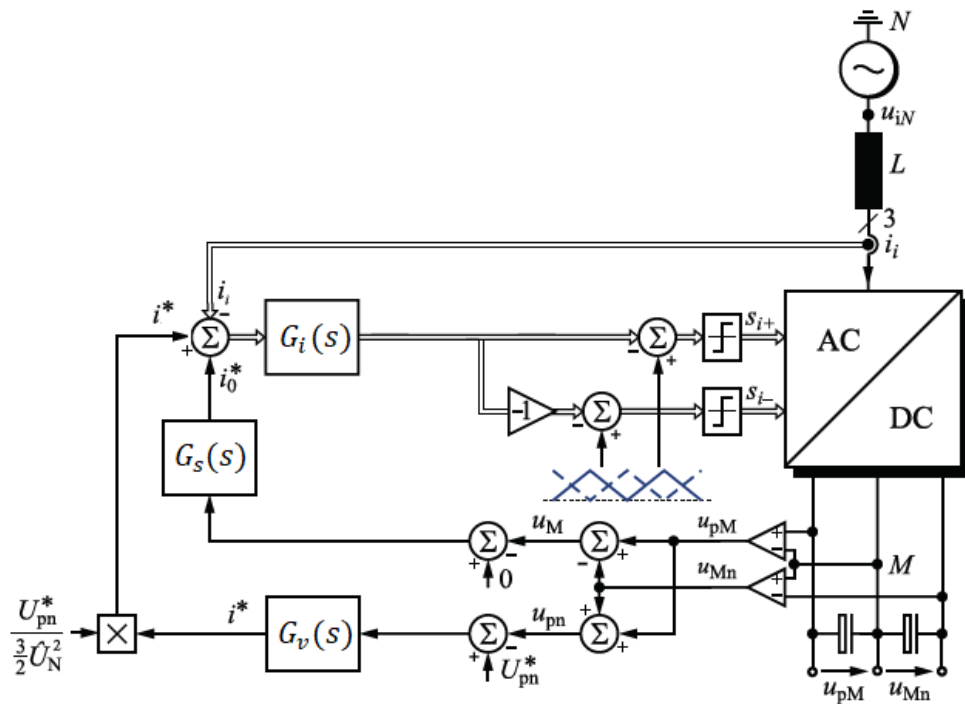


Figura 15. Esquema del control del VIENNA [1]

Como se aprecia en la anterior figura, el control del *VIENNA* está compuesto por los siguientes reguladores:

- Lazo interno de corriente, G_i : permite controlar la corriente para que sea de forma sinusoidal y esté en fase con la tensión de fase de entrada, que es obtenida a través de las tensiones de línea medidas por los sensores.
- Lazo de tensión de bus, G_v : controla que la tensión de bus sea un valor constante de 900V de tensión continua, independientemente de los cambios en la carga conectada. La salida de este lazo es la consigna de amplitud de intensidad para el lazo interno de corriente.
- Lazo de balance de tensión, G_s : regula que el punto neutro ficticio tenga un valor medio de tensión de 0V, para que los dos condensadores estén equilibrados en tensión, independientemente de las cargas conectadas en sus bornes. La salida de este lazo impone un *offset* a la consigna de intensidad del lazo interno de corriente.

El esquema del algoritmo de control que se va a utilizar para el *VIENNA* Rectifier está basado en [1].

Este diseño se hace a partir del estudio en frecuencia del convertidor, obteniendo las funciones de transferencia de las plantas a controlar en cada lazo. El diagrama de bloques del sistema en el dominio de Laplace es el de Figura 16. [13]

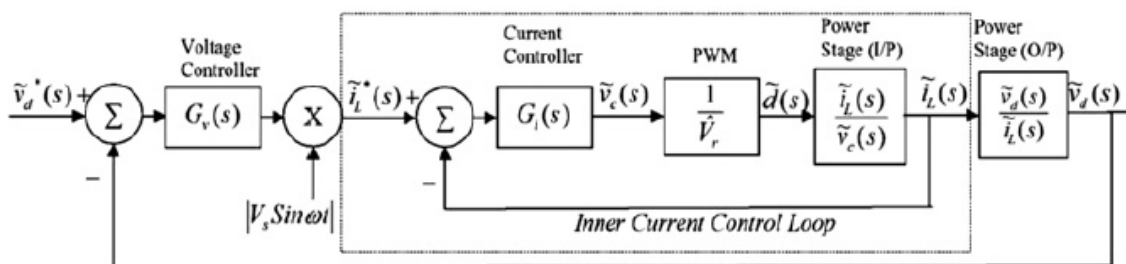


Figura 16. Diagrama de bloques en el dominio de Laplace [12]

Obtención de las tensiones de fase a partir de las de línea

Se requiere que el convertidor funcione, aunque no esté disponible el neutro de la red. Sin embargo, el control necesita las tensiones de fase como referencias del sistema de control.

Las tensiones medidas de la red en la entrada del convertidor son las tensiones de línea, que son las que se pueden obtener sin necesidad de cable neutro y a partir de éstas se calculan las tensiones de fase según la fórmula siguiente en el controlador.

$$\begin{aligned}u_a &= \frac{u_{ab} - u_{ca}}{3} \\u_b &= \frac{u_{bc} - u_{ab}}{3} \\u_c &= \frac{u_{ca} - u_{bc}}{3}\end{aligned}\tag{7}$$

Diseño del control de corriente

Para que el rectificador *VIENNA* actúe como PFC, se diseña un control lineal de la corriente para que ésta sea sinusoidal y esté en fase con la tensión de fase. Se ha escogido este tipo de control sobre otros por su sencillez de diseño, velocidad de implantación y capacidad de optimización en el entorno utilizado en este Proyecto.

El diagrama de bloques del sistema es el de la Figura 15, donde el *VIENNA* se controla a partir de un regulador que calcula un ciclo de trabajo a partir del error entre la corriente del circuito y la corriente de referencia I_n^* . La corriente real es una señal de medida sensada a través de transductores de la señal real del circuito.


$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{t}_L}{\tilde{d}} = \frac{U_{pn}}{2Ls} = \frac{450}{0.0005s} \quad (8)$$

Para que se consiga ese levantamiento de fase a la frecuencia de cruce deseada, se necesita un par de cero-polo y por tanto la función de transferencia necesaria para el regulador está dada por la siguiente ecuación.

$$G_i(s) = \frac{k_i(1 + s/\omega_z)}{s(1 + s/\omega_n)} \quad (9)$$

El margen de fase deseado para el sistema es $\phi_{PM} = 60^\circ$, a una frecuencia de cruce de $f_c = 2kHz$ para garantizar una dinámica ante variaciones robusta.

La fase necesaria que tiene que dar el controlador:

$$\phi_{boost} = -90 + \phi_{PM} - \angle G_P(s)|_{f_c} = 60^\circ \quad (10)$$

Donde $\angle G_P(s)|_{f_c}$ es la fase que tiene la planta a la frecuencia de cruce, que es de -90° .

Se calcula el parámetro K_{boost} , que es la separación geométrica entre polos y ceros, y que se calcula a partir de la fase que tiene que aportar el controlador.

$$K_{boost} = \tan\left(45^\circ + \frac{\phi_{PM}}{2}\right) = 3,7321 \quad (11)$$

La frecuencia del cero y el polo se establecen en:

$$f_z = \frac{f_c}{K_{boost}} = 535,89Hz \quad (12)$$

$$f_p = f_c K_{boost} = 7464,2Hz \quad (13)$$

La función de transferencia del controlador es la siguiente

$$G_i(s) = \frac{654,8s + 2,205 \times 10^5}{s^2 + 4,69 \times 10^4 s} \quad (14)$$

Se representa en un Diagrama de Bode la función de transferencia original del convertidor y la función de transferencia junto con el controlador, para comprobar que la frecuencia corte y el margen de fase son los deseados.

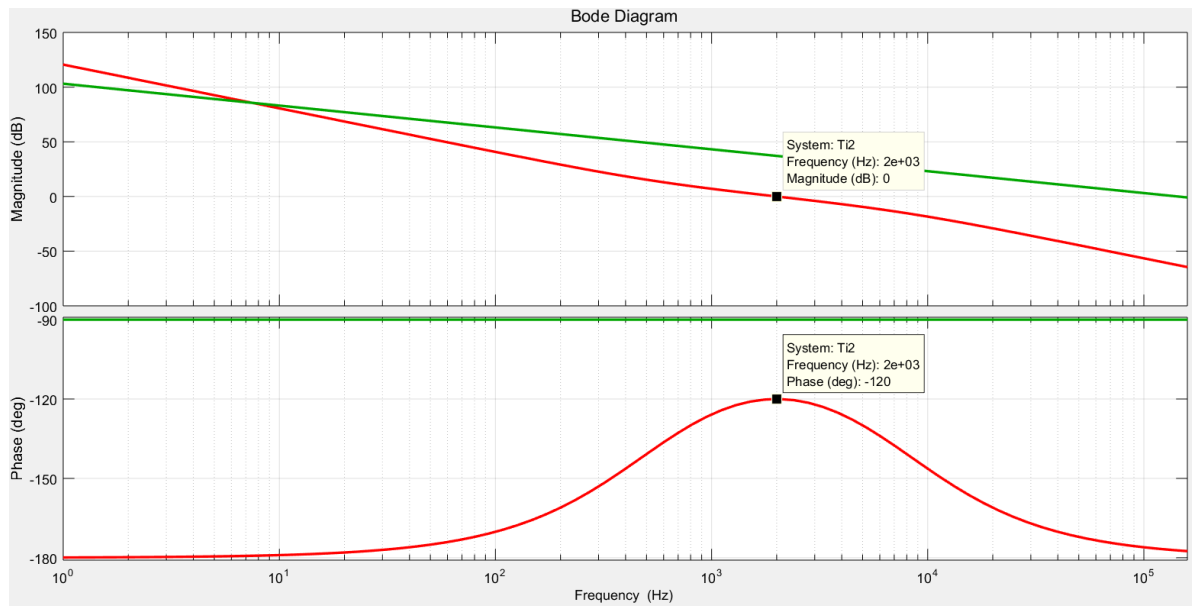


Figura 18. Diagrama de bode de la planta (verde) y de la planta controlada (rojo)

Una vez diseñado el regulador, se modela junto a un modelo de PLECS que representa el modelo eléctrico del convertidor *VIENNA*. El diagrama de bloques Simulink es la Figura 19. La corriente de referencia es el valor de la amplitud de la corriente de fase a potencia nominal, este valor posteriormente será calculado por el lazo de tensión. Este valor de amplitud es multiplicado por una senoide de amplitud unidad obtenida a partir de las tensiones de fase, que será la consigna que tiene que seguir la corriente real a través del control de corriente.

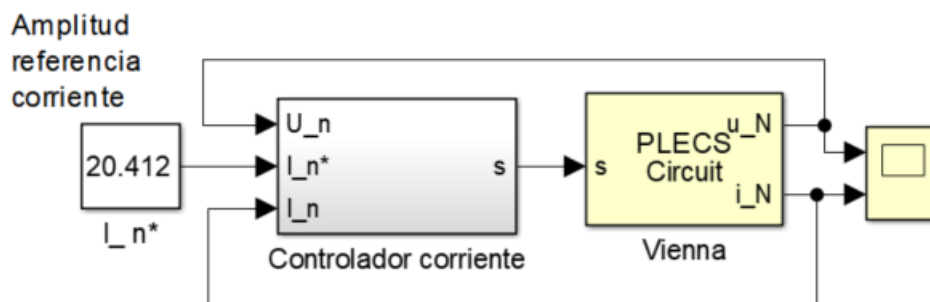


Figura 19. Diagrama de bloques en Simulink

El convertidor *VIENNA* está modelado en el blockset de Simulink perteneciente a PLECS, que permite modelar circuitos eléctricos a partir de los componentes y acoplarlo a un modelo de bloques del controlador en Simulink.

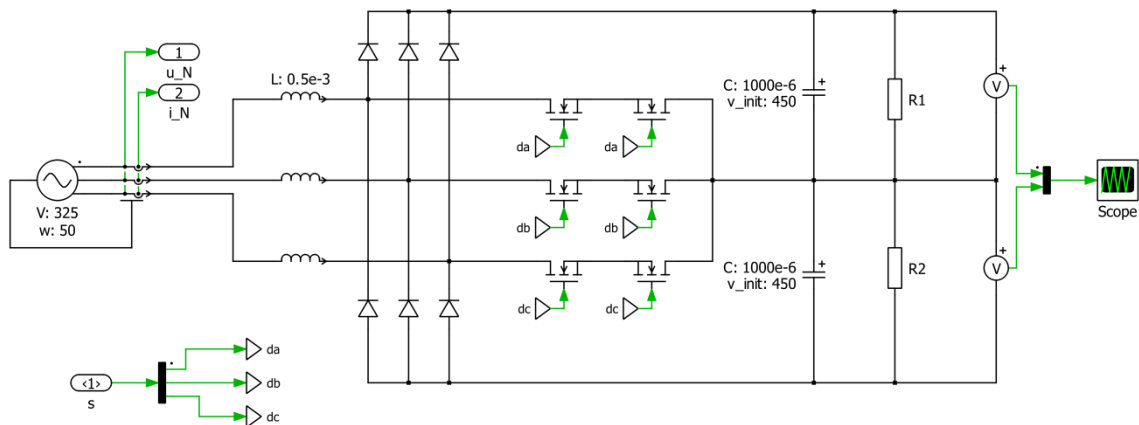


Figura 20. Modelo en PLECS del Rectificador VIENNA

Dentro del bloque del controlador de corriente está el regulador diseñado, cuya salida determina el ciclo de trabajo de la señal del driver que dirige la conmutación de los transistores. Como se ha explicado anteriormente, la corriente de referencia es la consigna dada externamente multiplicado por una senoide de amplitud unidad obtenida a partir de las tensiones de fase. La salida del regulador de corriente se aplica al modulador de ancho de pulso, PWM, que crea una señal de pulso proporcional a la señal de control, a partir de la comparación de ésta con una portadora triangular. Estos pulsos serán los que dicten la conmutación de los MOSFET de potencia, conduciendo éstos cuando el pulso sea un valor binario de 1 y no conduciendo cuando sea de 0.

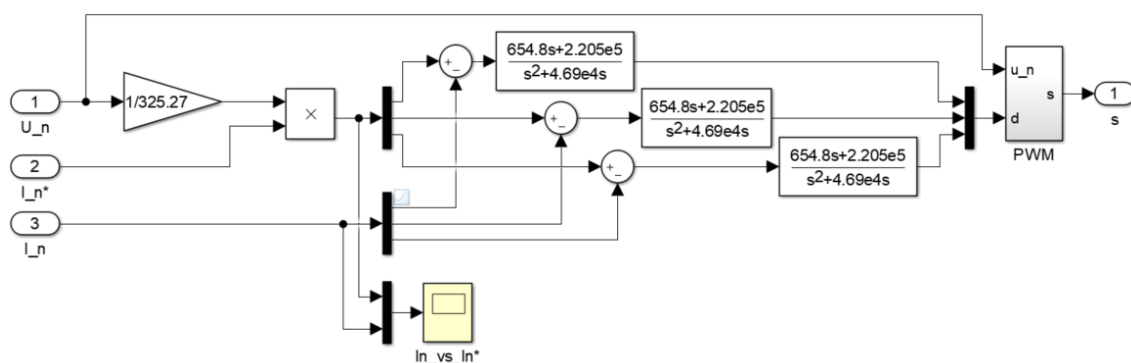


Figura 21. Modelo del controlador en Simulink

Una vez creado el modelo, se simula en el entorno Simulink y se visualiza la corriente real y la corriente de referencia de una fase, para comprobar que la corriente real está siguiendo a la referencia.

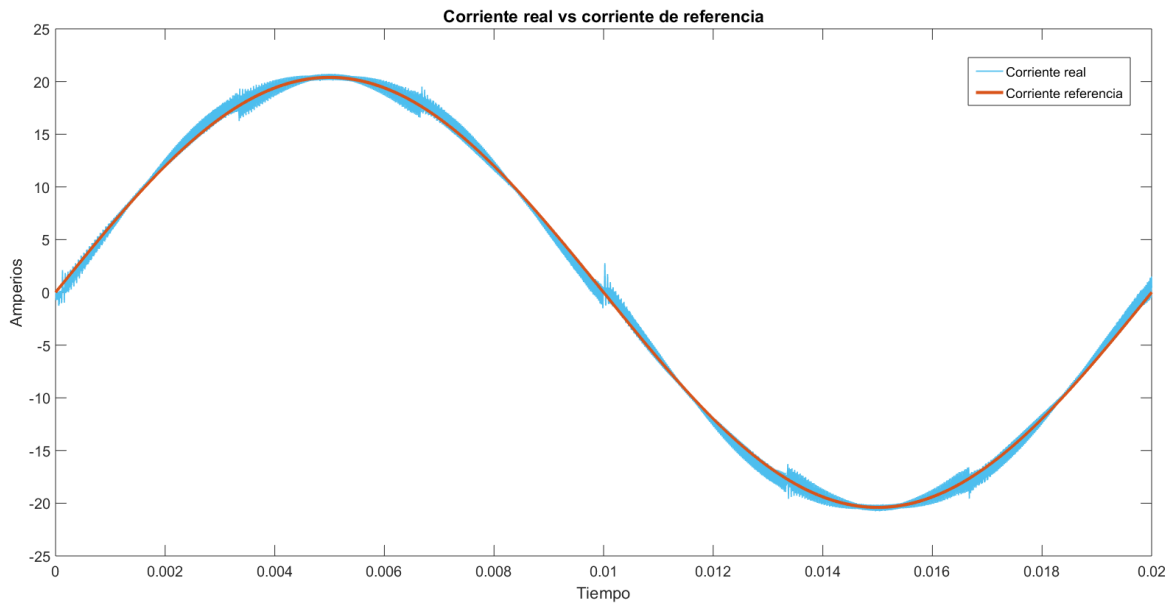


Figura 22. Corriente real de una fase vs la corriente de referencia correspondiente

Debido al modelado eléctrico del *VIENNA* en PLECS, también se puede visualizar el rizado de la corriente de entrada que depende del valor de la inductancia. El THDi conseguido es del 2,9% con este regulador.

Se comprueba también que las corrientes están en fase con la tensión correspondiente en la Figura 23. Se ha obtenido un factor de desplazamiento de 0,988. El factor de potencia en esta etapa del control es 0,989.

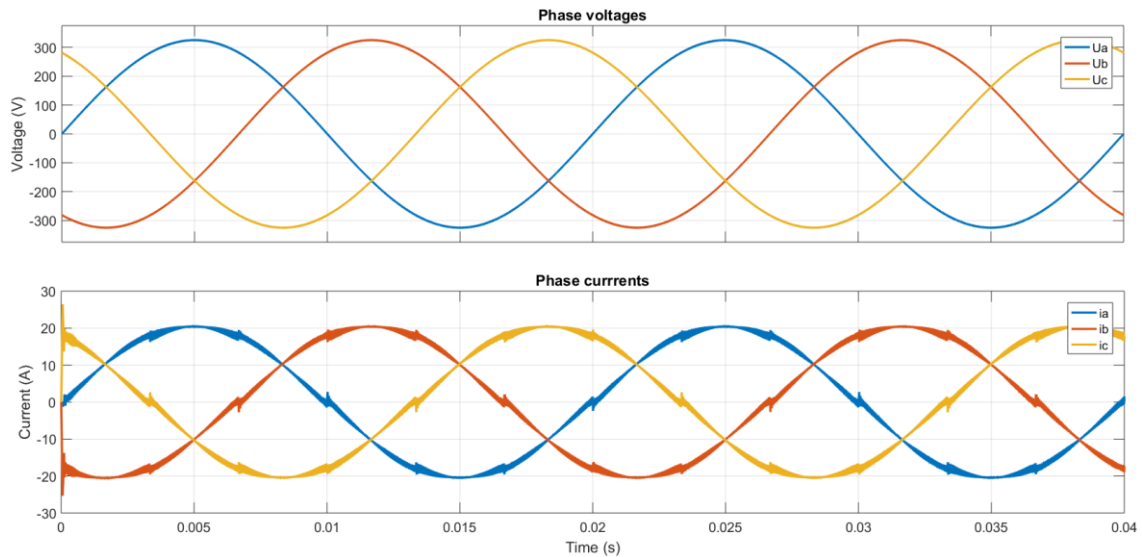


Figura 23 Tensiones de fase y corrientes con control de corriente lineal.

Diseño del control de tensión de bus y balance de los condensadores

Una vez diseñado el lazo de corriente y comprobado que las corrientes son sinusoidales y en fase con las tensiones, se procede al diseño del lazo tensión. Este lazo de tensión dará la consigna de amplitud de corriente al lazo interno de corriente manteniendo la tensión del bus completo constante a 900V.

La función de transferencia de la planta a controlar es la siguiente:

$$G_{vi}(s) = \frac{\widetilde{u}_{pn}}{\widetilde{i}_L} = \frac{\widehat{U}_n R}{2U_{pn}} \frac{(1 + sRC)}{s^2 R^2 C^2 / 2 + s2RC + 1} \quad (15)$$

Debido a que el control de la tensión debe de ser mucho más lento que el de corriente para no introducir distorsión en la referencia de este último, pero aun así obtener un error en régimen permanente nulo, se opta por un regulador PI con una frecuencia de corte del cero de 0,8Hz y una ganancia de 4V/V.

$$G_v(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = 4 + \frac{20}{s} \quad (16)$$

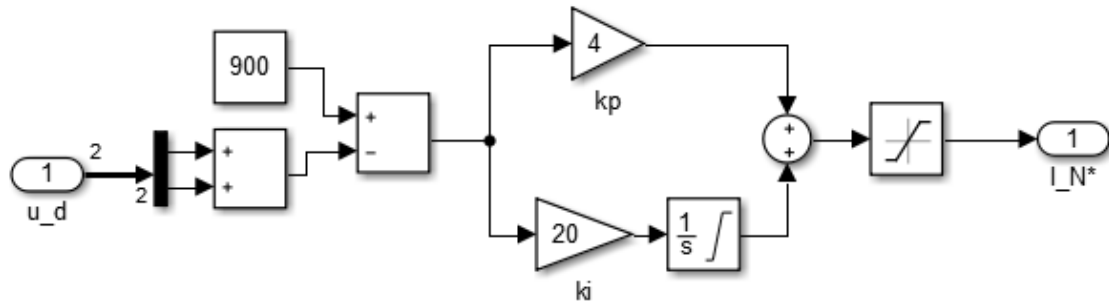


Figura 24. Control de tensión de bus en Simulink

Para que las dos tensiones de los buses de salida u_{pM} y u_{Mn} estén compensados y que se imponga que el punto medio es un neutro ficticio y por tanto $U_M \approx 0$. Debido a esta planta es de orden superior y no necesita un control estricto, se ha optado por un regulador PI de baja frecuencia que ha sido optimizado por simulación. Este regulador impondrá un *offset* a la consigna de corriente del lazo interno de corriente. El regulador que consigue el equilibrio entre las tensiones de los dos buses obtenido por simulación es el siguiente:

$$G_s(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = 0,5 + \frac{1}{s} \quad (17)$$

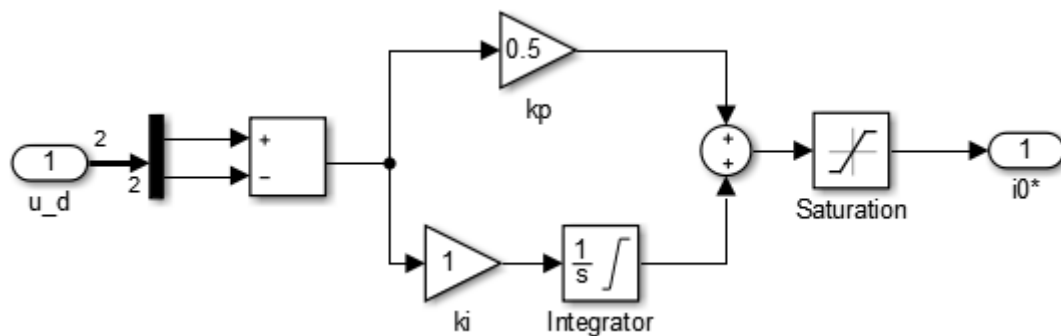


Figura 25. Control del balance de tensión en Simulink

Una vez diseñados los reguladores de los lazos, se integra todo en el diagrama de bloques de Simulink y se simula con el convertidor *VIENNA* de PLECS. Se han añadido saturadores para asegurar que el control de corriente no reciba un valor extremo de referencia y por tanto que pueda dejar de funcionar en la zona lineal.

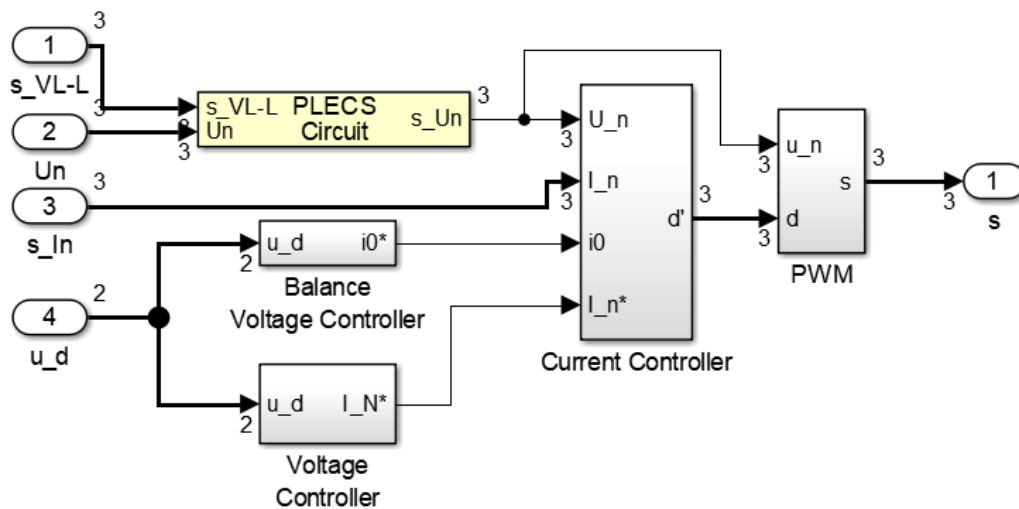


Figura 26. Esquema en Simulink del algoritmo de control

Se comprueba que la tensión de salida es una tensión continua estable de 900V, así como que las tensiones de los buses están compensadas y tienen un valor de 450V. A potencia nominal se obtiene un THDi de 2,9% y un factor de desplazamiento de 0,998 obteniendo un factor de potencia de 0,98.

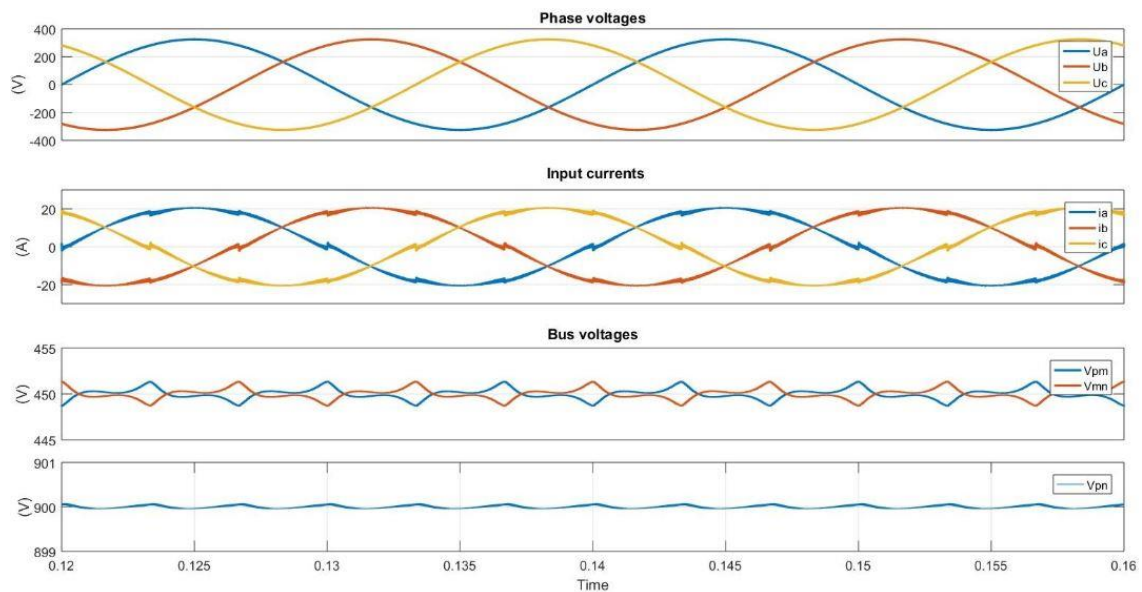


Figura 27. VIENNA en régimen permanente

Se simula también el comportamiento del convertidor ante variaciones de cargas. El comportamiento dinámico de la tensión de salida ante una variación de carga del 50% cuenta con un sobreimpulso de 0,2%, mientras que el THDi

de la corriente ha aumentado a un valor de 4,97%. Este valor de THDi todavía está dentro de los límites de la norma y de los objetivos de este Proyecto, aunque el requisito de distorsión debe de cumplirse a potencia nominal y en régimen permanente.

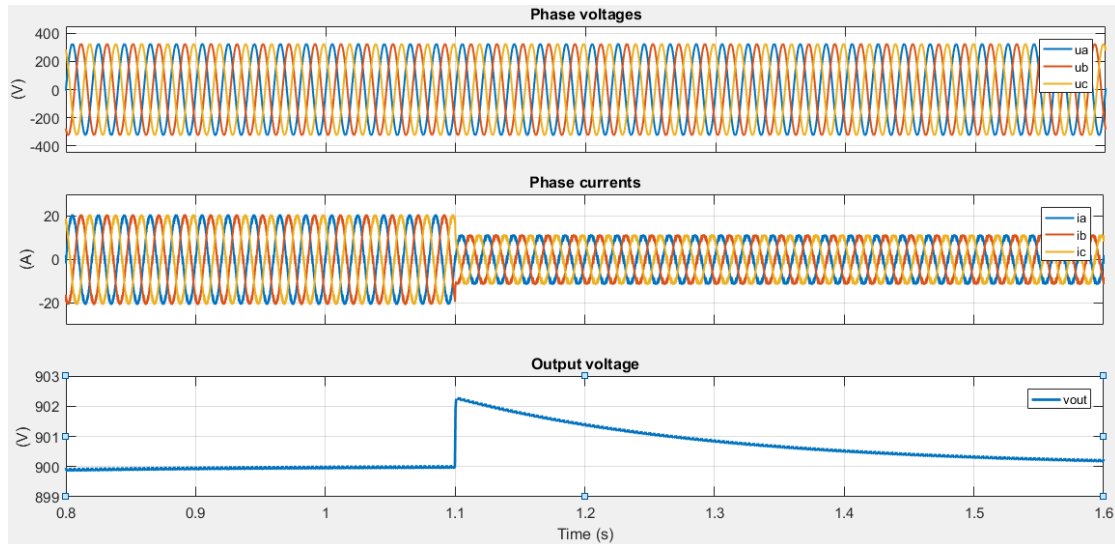


Figura 28. Sistema ante variación de carga

Discretización del controlador

Una vez comprobado el funcionamiento del algoritmo de control en simulación, se implementa en dSPACE. Este sistema trabaja con señales digitales y por tanto los reguladores deben de ser trasladados al dominio discreto.

Para la discretización se ha utilizado la transformación Tustin con prewarping a las frecuencias críticas de cada regulador. Se utiliza un periodo de muestreo igual $T_s = 25\mu s$ ya que se muestreará a la frecuencia de conmutación. Se adjunta una tabla con las funciones de transferencia en el dominio continuo y discreto.

Funciones de transferencia	Dominio continuo	Dominio discreto
Control corriente, G_i	$\frac{654,8s + 2,205 \times 10^5}{s^2 + 4,69 \times 10^4 s}$	$\frac{0,005377z^2 + 0,0004344z - 0,004943}{z^2 - 1,261z + 0,2609}$
Control tensión bus, G_v	$4 + \frac{20}{s}$	$\frac{4z - 4}{z - 1}$

Control balance tensión, G_s	$0,5 + \frac{1}{s}$	$\frac{0,5z - 0,5}{z - 1}$
-----------------------------------	---------------------	----------------------------

Tabla 9. Transformación de las funciones de transferencia al dominio discreto

Implementación en DSPACE

Una vez discretizado el sistema de control se traslada a dSPACE. Se añaden y configuran los puertos de salida y entrada de la plataforma.

Por un lado, los *ADC* (*Analog to Digital Converters*) que se configuran para admitir un intervalo de tensión de entrada de $\pm 10V$, donde se conectarán las señales de medida de la placa de adaptación, cuyo diseño se describe en el siguiente apartado. Los *ADC* hacen la adquisición síncronamente con la portadora del PWM, siendo el momento de la adquisición en el vértice superior de la triangular. Esta técnica permite evitar la adquisición de datos en el instante de la conmutación, que presenta ruido que podría derivar en la desviación de la operación del control. Tomando la adquisición en el vértice superior de la triangular cuando el convertidor está en régimen permanente, se está adquiriendo la muestra en el instante en el que el valor de la corriente está entre el valor máximo y mínimo y la acción de control, que se realiza sobre el valor medio de la corriente, produce mínimo error.

Se añaden protecciones en el control, frente a sobretensión, sobreintensidad y faltas en los drivers, que pararán el programa y anularán la conmutación de los MOSFET (en caso de fallo se quedarán en *off* para su protección). Estas protecciones serán visualizadas en el panel de control por un usuario y podrán ser anuladas mediante una señal generada por un pulsador de RESET.

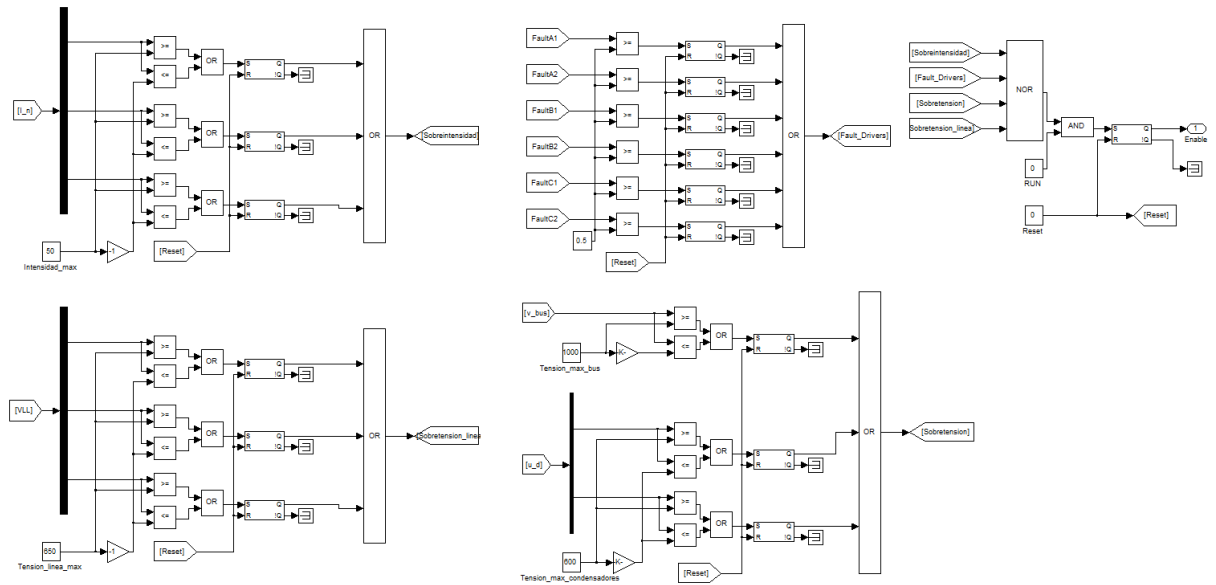


Figura 29. Subsistema de protecciones en el control

Para la optimización del control en tiempo real y visualización de señales internas se utiliza la interfaz gráfica de DSPACE, *ControlDesk*. En esta interfaz Se crean *GUI*⁵ con gráficos, botones y avisos en forma de leds, que intuitivamente permiten a un usuario manejar el programa y adaptarle en tiempo real.

En primer lugar, se crea *GUI* de pantalla de avisos de protecciones. En caso de que ocurra una sobrecorriente, sobretensión o fallo de driver, se apaga el LED (ESTADO DE NO FALLO) y automáticamente se dejan de conmutar los MOSFET, protegiendo el circuito de potencia. El usuario puede anular los valores de los fallos para que el sistema pueda seguir funcionando con un RESET.

⁵ GUI: Graphic User Interface: Tipo de interfaz que permite al usuario interactuar con un programa a través de iconos y gráficos.

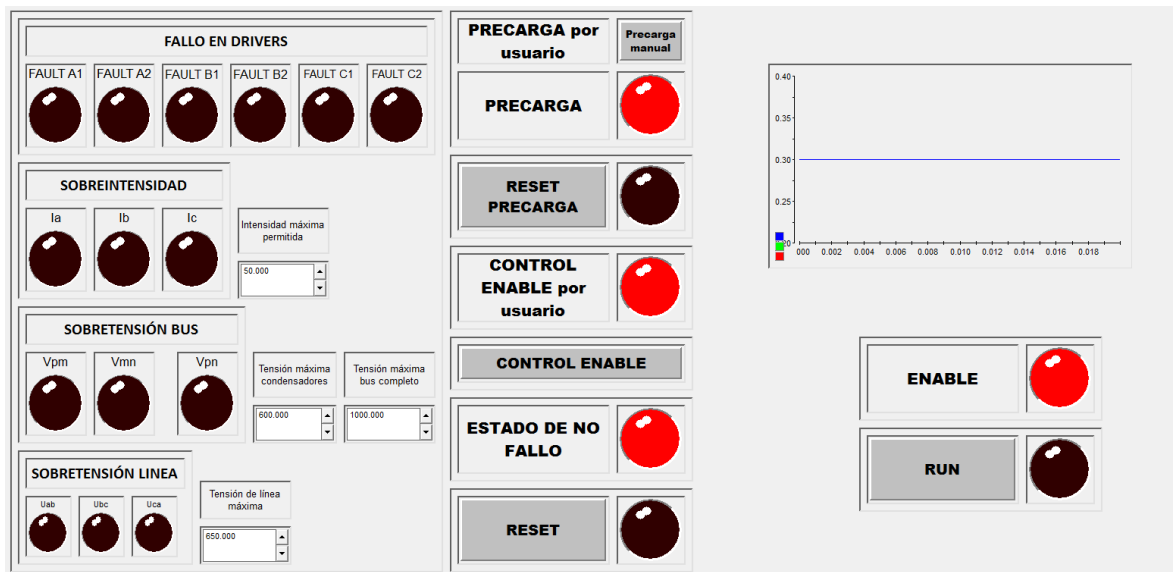


Figura 30. GUI de protecciones en DSPACE

En caso de que no hubiese ningún fallo, el LED (Estado de No Fallo) estaría encendido y mediante el botón RUN, el usuario puede poner a conmutar el convertidor y se encenderá el LED (ENABLE).

Además, se han añadido botones para el control manual de algunos aspectos del control del convertidor. Por un lado, un botón manual de precarga que permite al usuario comprobar el funcionamiento del relé de precarga y habilitar o deshabilitar el circuito de precarga según conveniencia. Por otro lado, un botón manual de habilitación del control que permite cambiar el estado de conmutación de pasivo (no corrección del factor de potencia) a activo.

Posteriormente, se ha creado una GUI que permite afinar las ganancias necesarias para escalar las señales que adquiere el ADC de la DSPACE con las señales reales que están midiendo los sensores.

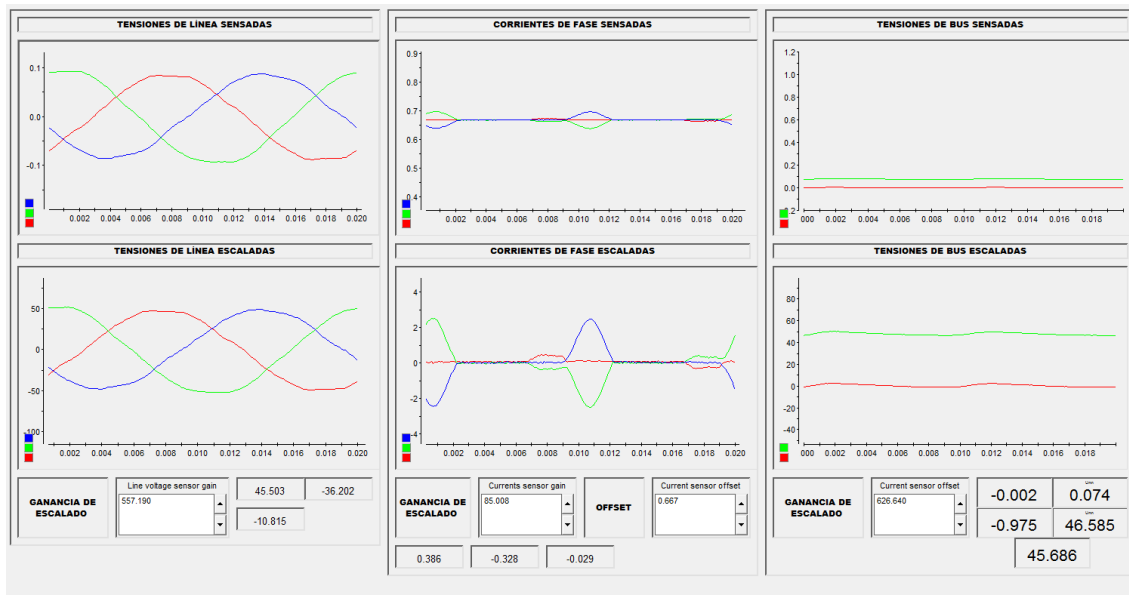


Figura 31. Layout de escalado de las señales de medida

Mediante esta pantalla se permite el ajuste de las ganancias necesarias para el escalado de las señales medidas y visualizar los valores de las reales. El cálculo de la ganancia necesaria para transformar la señal medida a la señal real en el convertidor debe ajustarse, ya que ha podido haber desviaciones de la ganancia ideal por tolerancias de los sensores, elementos del circuito de adaptación y ADC.

La GUI del control del lazo de corriente se presenta en la Figura 32, y permite a un usuario cambiar los valores del lazo de control de corriente, así como visualizar las variables internas de error y tener un registro de los valores actuales y pasados de la corriente.

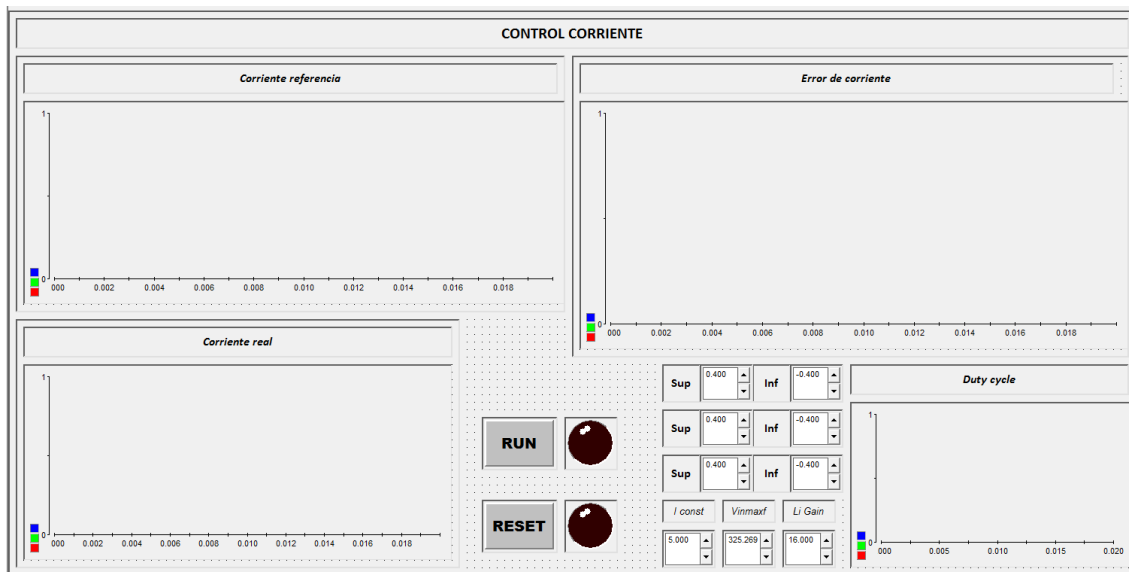


Figura 32. GUI lazo de corriente

Se crea otro *GUI* para los dos lazos de tensión, donde se pueden configurar las ganancias de los PI de los lazos de la tensión de bus completa y tensión de los condensadores. También se pueden variar los límites superior e inferior de las saturaciones añadidas a la salida de estos controladores. Se muestran los errores y tensiones en sus valores numéricos y gráficas para controlar cómo éstas varían en el tiempo de prueba.

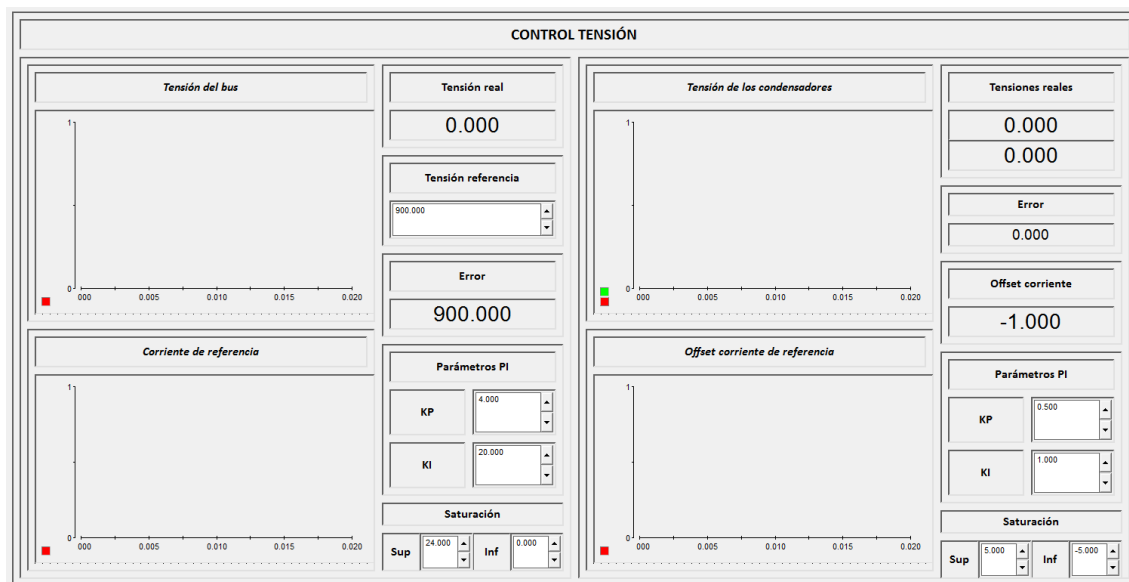


Figura 33. GUI de control de tensión en DSPACE

Circuito de adaptación para DSPACE

Entre la salida de los sensores y la entrada a la dSPACE, es necesaria una adaptación que maximice la resolución del *ADC* (*Analog to Digital Converter*) de la dSPACE a la vez que no distorsione la medida del sensor. Además, se utiliza esta adaptación para filtrar las componentes frecuenciales altas que distorsionen las señales y que generalmente provienen de ruidos. De esta manera, se obtendrá una señal amplificada de la señal medida por el sensor y limpia de ruidos externos que puedan afectar a las lecturas del *ADC*.

Por un lado, se ha hecho un diseño de una adaptación para las tensiones de línea y de bus, cuyas componentes fundamentales son de 50Hz y DC respectivamente. Se necesitará amplificar la señal desde la salida de los sensores de tensión LV 25-P hasta los $\pm 10\text{V}$ de entrada a los *ADC* de la dSPACE.

La corriente que se obtendrá del sensor LV25-P utilizado para medir tensiones será de 25mA_{rms} cuando está midiendo 400V_{rms} de la tensión de línea, y de 25mA cuando está midiendo tensión en el bus de 450V . Mediante una resistencia de entrada se transforma en unas tensiones máximas de entrada a la adaptación de $2,19\text{V}$ y $1,55\text{V}$ de la señal de tensión línea y señal de tensión de bus respectivamente.

Debido a que la entrada del *ADC* tiene un intervalo de $\pm 10\text{V}$, y se quiere maximizar la resolución de las medidas, se diseña la adaptación para que amplifique la señal a ese rango mediante una ganancia de la adaptación de $4,62\text{V/V}$. Esto significa que las tensiones que mide el *ADC* de la dSPACE serán en sus valores máximos 10V para el valor máximo de la tensión de línea y $7,19\text{V}$ para la tensión de bus. La resolución en la adquisición de la tensión de bus se ha reducido debido a que su valor puede estar sujeto a sobretensiones, mientras que la tensión de línea se ha supuesto estable.

Para la esta adaptación de las tensiones, se ha diseñado un filtro paso bajo de segundo orden en cascada con un filtro paso bajo más restrictivo, que conjuntamente amplifiquen la señal $4,60\text{V/V}$ y además filtren las componentes

frecuenciales no deseadas. Además, funcionarán como filtro *antialiasing*⁶ que eliminará todas las frecuencias superiores a $f_s/2$ antes del muestreo para satisfacer el criterio de Nyquist. La necesidad de dos filtros en cascada viene dada por la incapacidad de filtrar las componentes superiores a $f_s/2$ por el filtro de segundo orden de paso bajo sin distorsionar las componentes fundamentales de la señal a adaptar.

Para la implementación del filtro paso bajo de segundo orden se ha escogido una topología Sallen-Key que permite crear un filtro activo de segundo orden con un solo amplificador operacional.

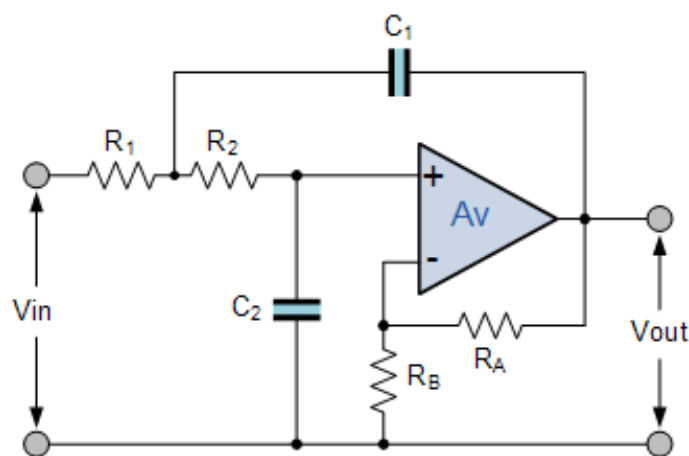


Figura 34. Filtro paso bajo de segundo orden mediante topología Sallen-Key [14]

Este filtro paso bajo se diseña a partir de una ganancia aproximada de $2,3V/V$ y una frecuencia de corte de $5kHz$ que rechaza aquellas frecuencias no deseadas manteniendo las componentes fundamentales de las tensiones (de DC y $50Hz$) sin distorsionar. Se calculan las resistencias y condensadores necesarios para crear el filtro.

La ganancia depende de las resistencias R_A y R_B de la siguiente manera:

$$G_1 = 1 + \frac{R_A}{R_B} = 2,30V/V \quad (18)$$

⁶ Filtro paso bajo cuyo propósito es eliminar las componentes frecuenciales superiores a $f_{sampling}/2$ antes del muestreo para que no aparezcan réplicas espectrales de la señal muestreada en la discretización de los datos. Esta técnica permite recuperar la señal analógica original a partir de las muestras. [24]

Tomando R_A como $15k\Omega$, el valor de R_B más próximo de resistencia disponible para obtener la ganancia deseada es de $13k\Omega$. Se obtiene una ganancia de $2,15V/V$.

La frecuencia de corte está asociada a los condensadores y resistencias del circuito de la siguiente manera, donde por simplificación $C = C_1 = C_2$ y $R = R_1 = R_2$:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 5kHz \quad (19)$$

Se escoge $R = 15k\Omega$ y se obtiene un valor de condensador de $2,2nF$, y se obtiene una frecuencia de corte de $4,8kHz$. Este filtro atenúa $10dB$ a la frecuencia de $20kHz$. Se desea que esta atenuación sea aún mayor y por eso se añade un filtro paso bajo en cascada.

Para el filtro paso bajo de primer orden se escoge una topología similar a la del filtro paso bajo de segundo orden, pero se requiere una frecuencia de corte más restrictiva que atenúe aún más las componentes frecuenciales a partir de $20kHz$ sin degradar la componente fundamental de la señal.

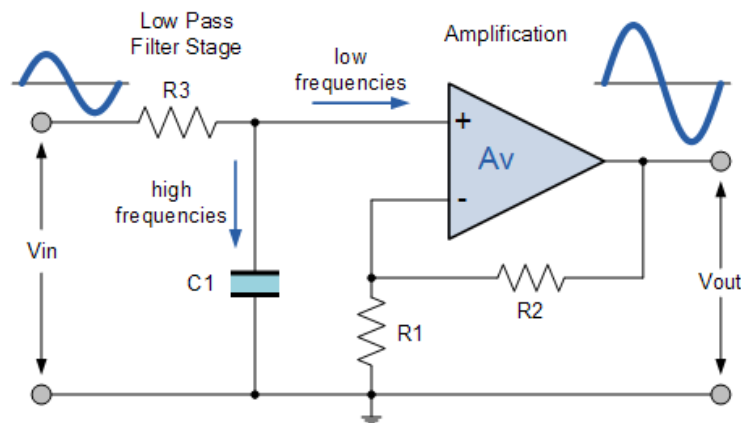


Figura 35. Filtro activo paso bajo de primer orden [14]

La ganancia de este filtro es de igual valor que la del filtro de segundo orden y depende de los mismos parámetros, por lo que $R_1 = 13k\Omega$ y $R_2 = 15k\Omega$. La frecuencia de corte que permite atenuar hasta $30dB$ a la frecuencia $20kHz$ es $f_c = 2kHz$. Esta frecuencia se obtiene con unos valores de condensador $C_1 = 2,2nF$ y resistencia $R_3 = 36k\Omega$.

Se comprueba mediante el diagrama de Bode que el filtro tiene las características deseadas.

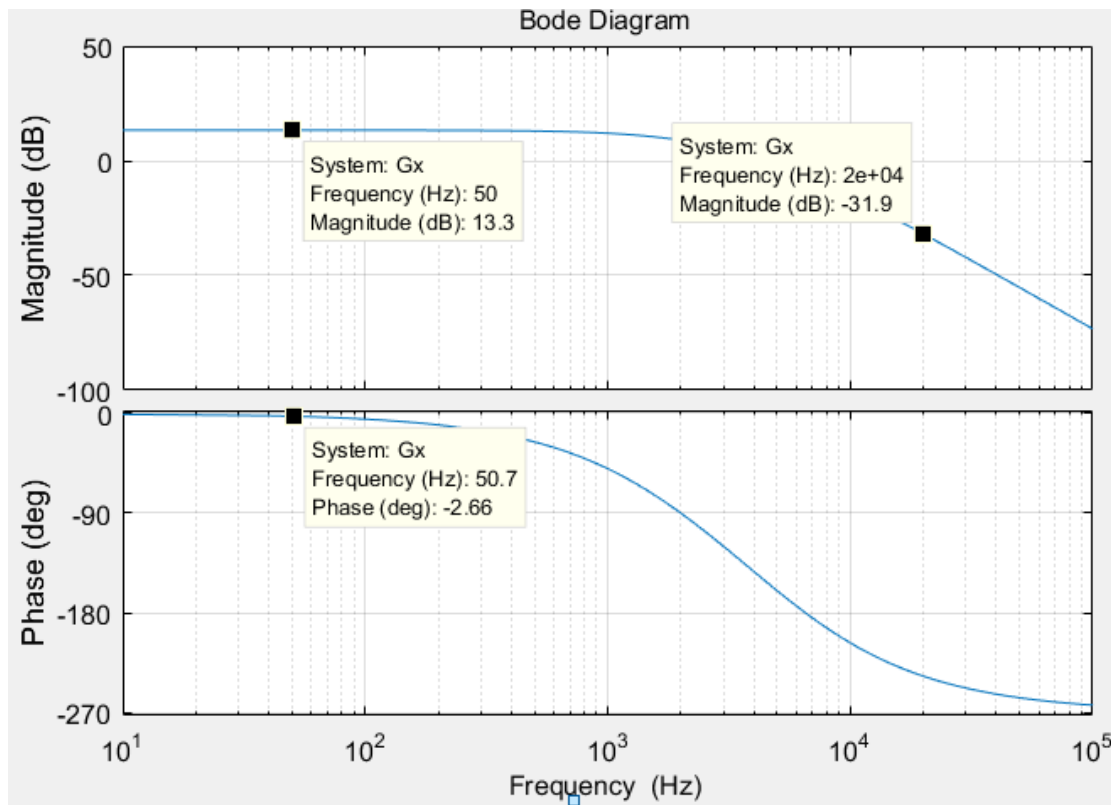


Figura 36. Bode filtro analógico para señales de tensión

Se obtiene una ganancia a baja frecuencia de 13,3dB o 4,62V/V como se requería y están en fase con sus señales de entrada. A la frecuencia de 20kHz ($f_c/2$) se consigue una atenuación de 32dB o 0,3mV/V, que evitará la posibilidad de *aliasing* al muestrear la señal.

El circuito de la adaptación de las medidas de tensión se presenta a continuación.

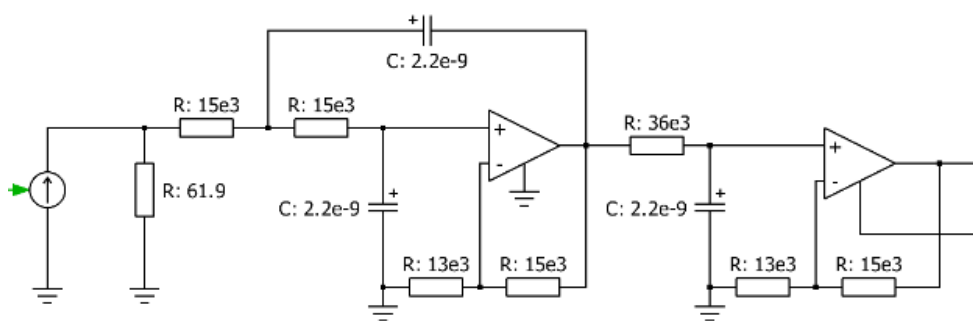


Figura 37. Circuito de adaptación y filtrado de señales de los sensores de tensión

Integrando la adaptación en la simulación del circuito completo, se muestra la señal de entrada a la adaptación (salida del sensor) de las tensiones de línea, la señal que sale de la adaptación y que entrará a los *ADC* de la dSPACE, Figura 38.

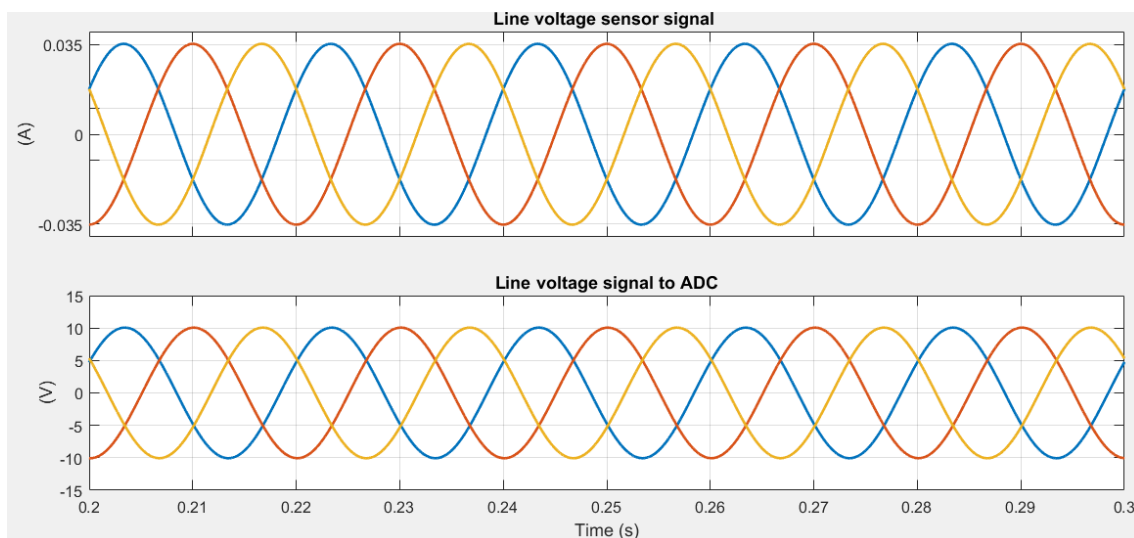


Figura 38. Entrada y salida de la adaptación de las tensiones de línea

Entra a la adaptación la señal que sale del sensor de las tensiones de línea, con máximo 35mA y sale de la adaptación una señal amplificada con amplitud $\pm 10\text{V}$ que será la que vaya al *ADC* de dSPACE.

Similarmente, se comprueba la entrada y salida de la adaptación de las señales medidas de las tensiones de bus. Se muestra en la imagen un zoom en la simulación para visualizar el efecto del filtro paso bajo.

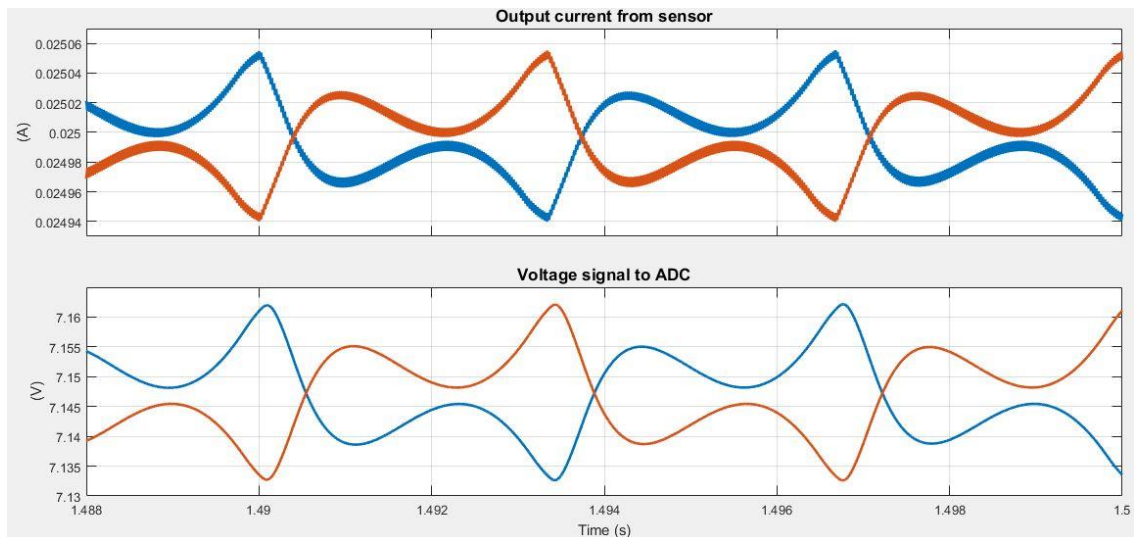


Figura 39. Entrada y salida de la adaptación de las tensiones de bus

La señal de $25mA$ que sale del sensor cuando éste mide $450V$ entra a la adaptación, y sale una señal filtrada con valor medio $7,15V$ que entrará al *ADC*. El intervalo entre el valor $7,15V$ que llegan al *ADC* cuando la tensión es $450V$ y los $10V$ que tiene de máximo el *ADC* se utilizarán como protección ante sobretensiones en las tensiones de bus.

En la adaptación de las medidas de corriente se necesita amplificar las señales que salen de los sensores de corriente LES15-NP, que están en el intervalo $1,65V$ a $3,35V$. Teniendo en cuenta de que puede haber sobreintensidades por encima de la intensidad nominal, se quiere amplificar la señal de los sensores de las corrientes hasta $8,7V$, maximizando la resolución del *ADC* pero teniendo en consideración posibles sobreintensidades de hasta $40A$. Se requiere por tanto una ganancia en los filtros de la señal de corriente de $2,6V/V$ que amplificará la señal de entrada hasta los $8,7V$ requeridos.

Para la adaptación y filtrado de las señales de las corrientes se diseña un filtro paso bajo de segundo orden en cascada con un filtro paso bajo de primer orden, similarmente a como se ha diseñado para la adaptación de las señales de medición de las tensiones.

La ganancia necesaria para cada etapa es de $1,3V/V$ que deriva en unas resistencias según Figura 34 y Figura 35 de los siguientes valores: $R_1 = R_B = 13k\Omega$ y $R_2 = R_A = 8k\Omega$.

Las frecuencias de ambos filtros son iguales a las frecuencias utilizadas para los filtros de tensión. Puesto que la componente fundamental de la corriente tiene una frecuencia de 50Hz y se quiere filtrar el rizado de 40kHz que puede ocasionar malas lecturas en el *ADC* así como *aliasing*. Los condensadores y resistencias que crean los polos del sistema tienen el mismo valor que los calculados para las adaptaciones de las señales de tensión.

El circuito de los dos filtros en cascada se muestra a continuación.

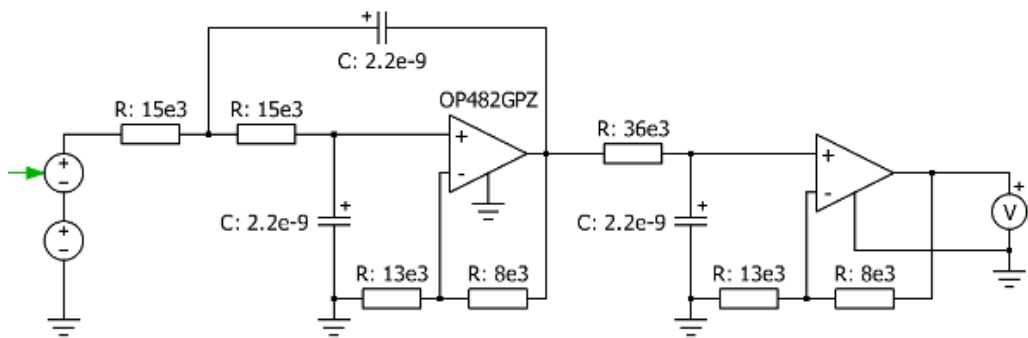


Figura 40. Circuito adaptación de señales de sensor de corriente

Se comprueba la entrada y salida de la adaptación de la corriente para verificar su funcionamiento.

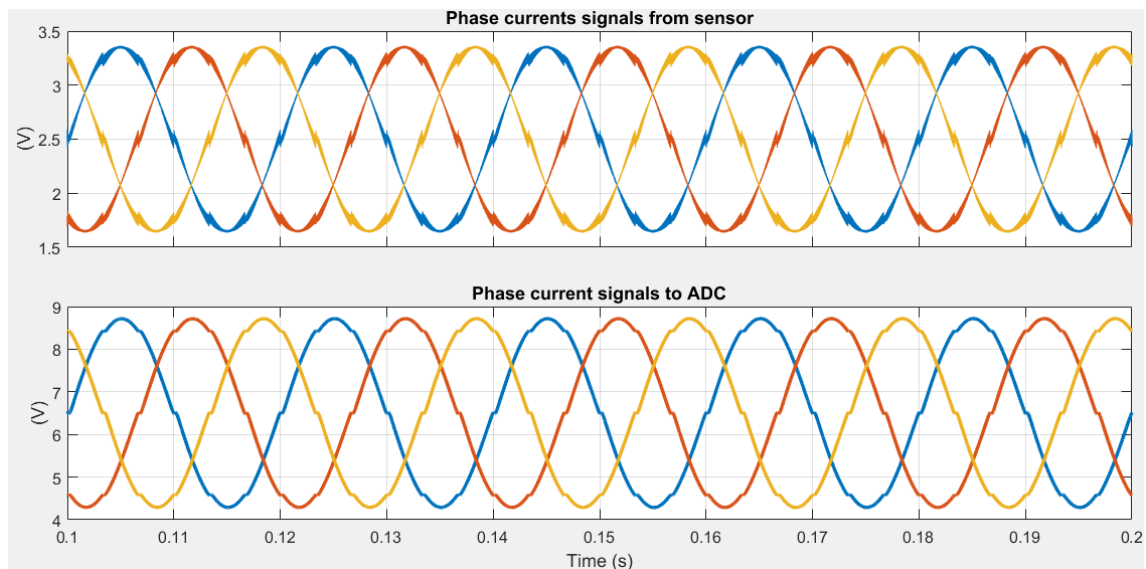


Figura 41. Entrada y salida de la adaptación de las señales de medida de corriente

La señal que sale del sensor tiene un *offset* de $2,5\text{V}$, su valor máximo cuando la corriente es máxima ($20,5\text{A}$) es de $3,35\text{V}$ y su valor mínimo es de

1,65V cuando la corriente tiene su valor mínimo ($-20,5A$). La señal filtrada varía entre 4,30V y 8,7V, dejando un margen de seguridad para el ADC en caso de sobreintensidades.

Una vez comprobados los filtros, se montan en una Europlaca los componentes y conectores necesarios.

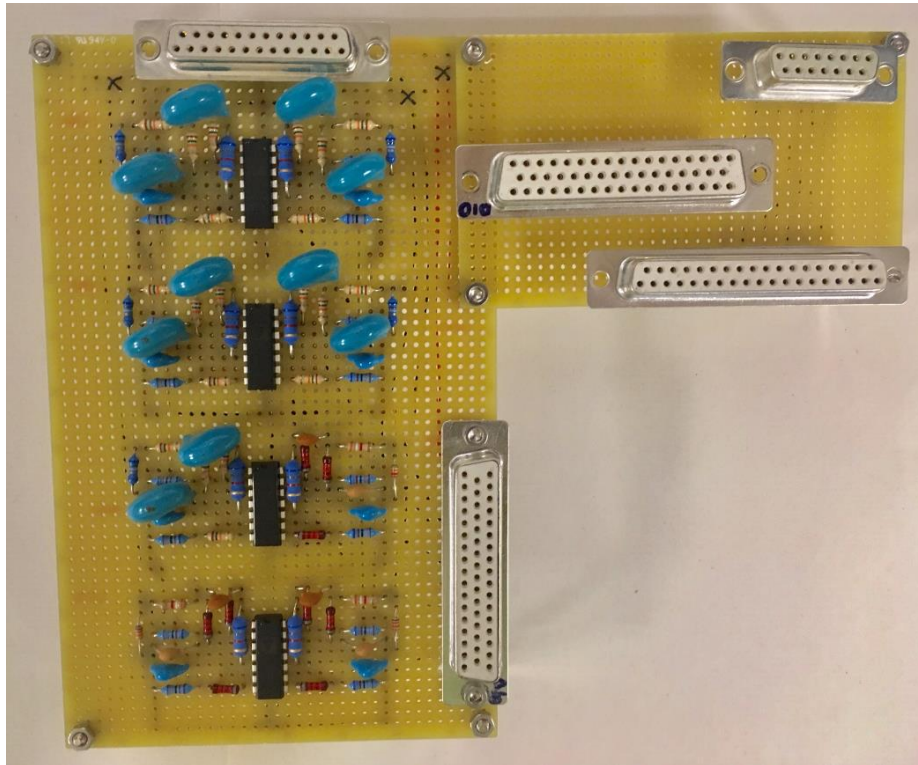


Figura 42. Tarjeta de adaptación para dSPACE

3.3. CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS

Construcción y montaje del prototipo

Una vez diseñadas las etapas de diseño, se construye un prototipo del convertidor *VIENNA* que permitirá comprobar y validar el funcionamiento del mismo Figura 43 y 44.

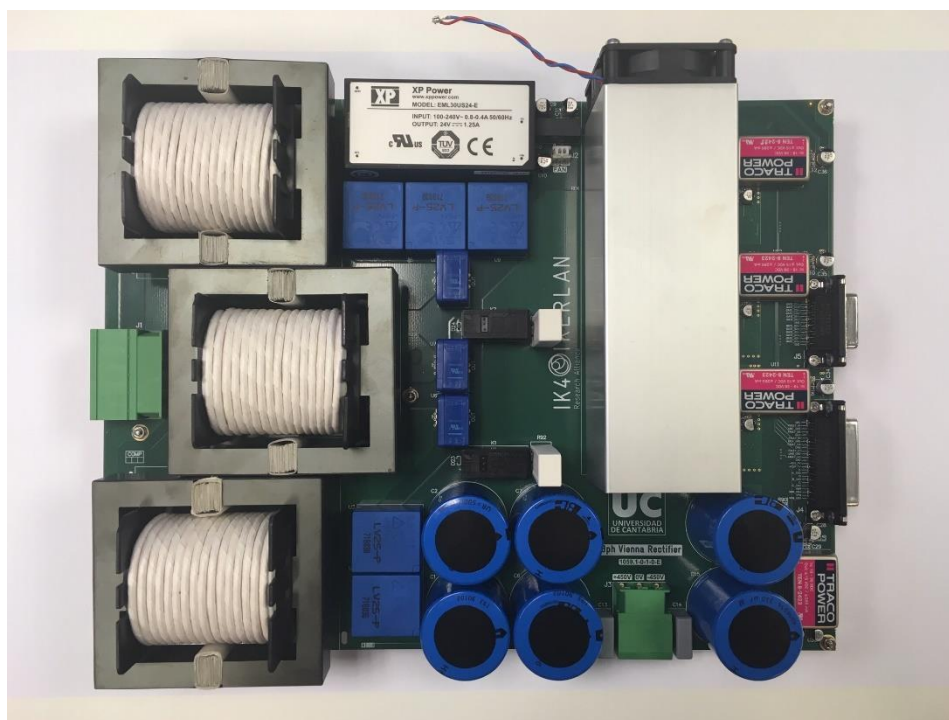


Figura 43. Prototipo de etapa de potencia (vista superior)

Se obtiene una etapa de potencia con dimensiones de 32cm de largo, 25cm de ancho y 7cm de alto, derivando en un volumen de la etapa de potencia de 5,6 litros. Se obtiene por tanto una potencia específica de 1,8kW/litro.

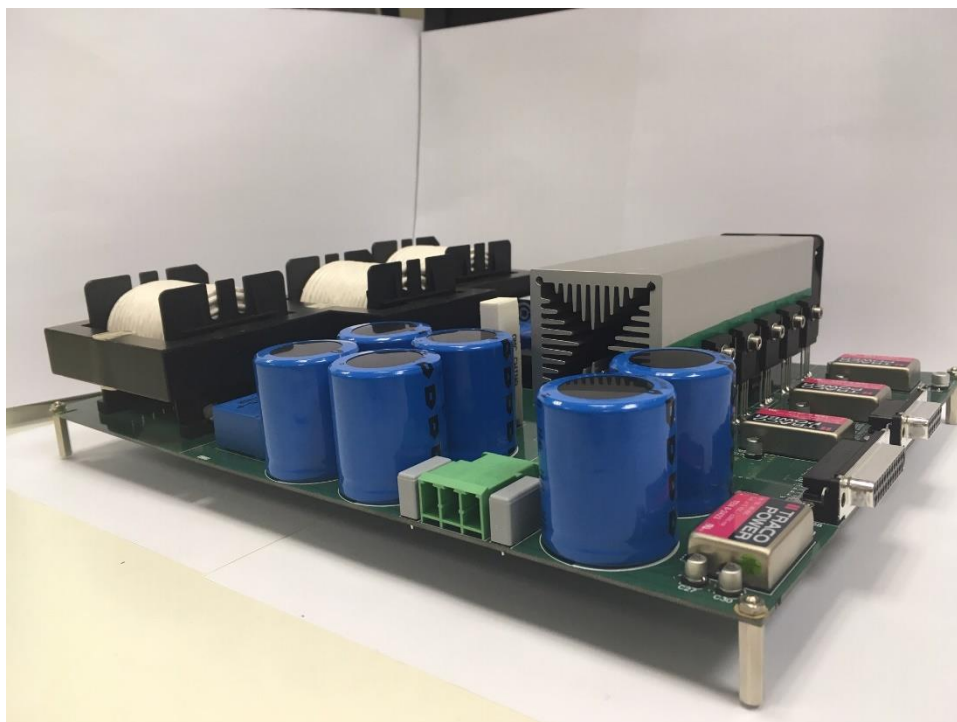


Figura 44. Prototipo de la etapa de potencia (vista lateral)

Pruebas experimentales

A partir del prototipo de la etapa de potencia y la placa de adaptación, se validan los distintos circuitos que la componen.

En primer lugar, se comprueba los circuitos de sensorización y acondicionamiento de la señal que permiten que las señales utilizadas en el control sean consecuentes con las reales. Para comprobar estos circuitos, se han realizado pruebas con el convertidor funcionando como puente de diodos y tensión de red en la entrada. Se muestra en las siguientes figuras las tensiones de entrada medidas con osciloscopio en el prototipo y las señales que se leen en la interfaz en tiempo real del dSPACE.

En la Figura 45, se presenta la captura tomada del osciloscopio de las señales reales de una de las tensiones de línea y la tensión de bus. La tensión de línea tiene un valor eficaz de 400V y la tensión del bus alcanza el valor máximo de la tensión de línea, 565V.

En la siguiente figura, se muestran como estas señales se capturan en dSPACE y se escalan. Se comprueba su buen funcionamiento.

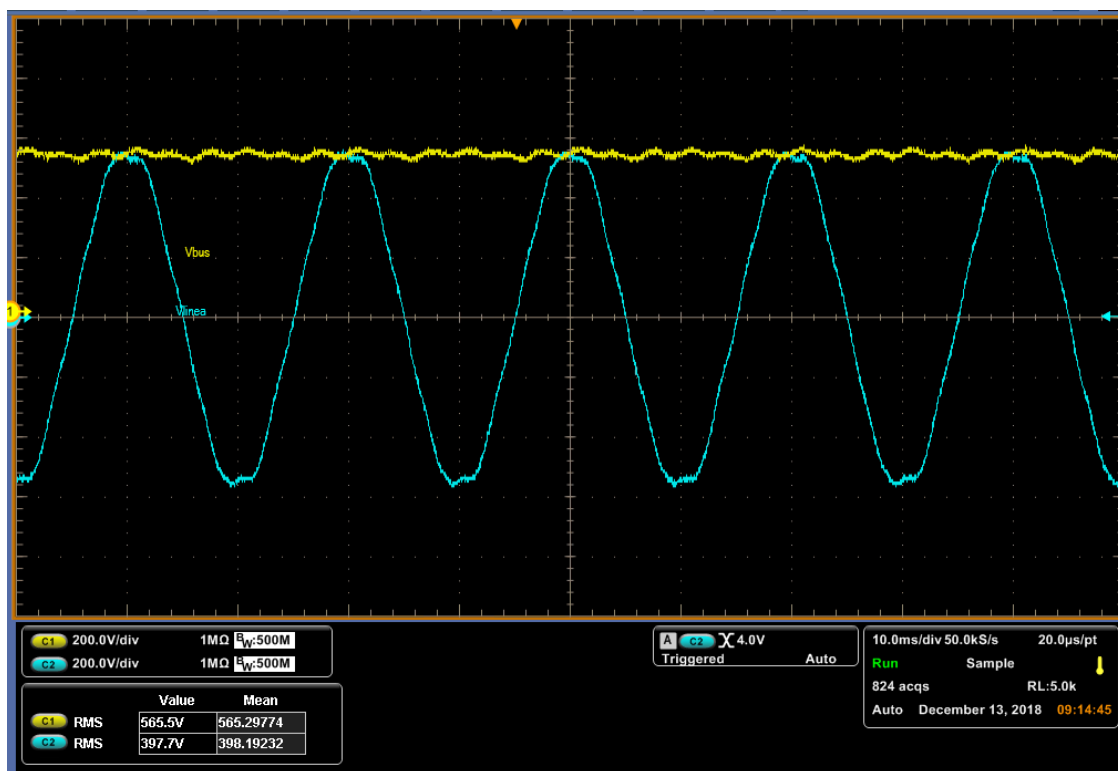


Figura 45. Tensión de línea y tensión de bus de salida medidas

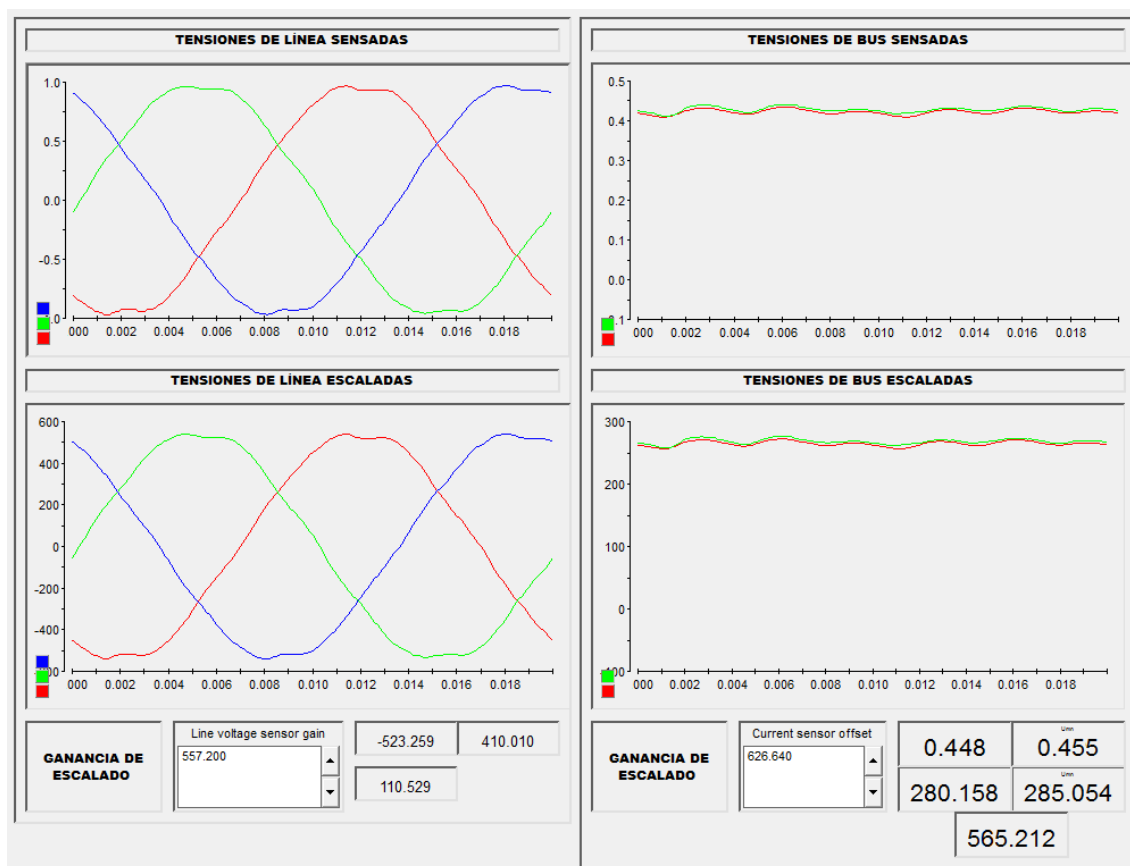


Figura 46. Tensiones de línea y de bus en la interface de la dSPACE

Posteriormente, se comprueba que las señales que salen de la tarjeta de control de dSPACE llegan correctamente a las puertas de los MOSFET a través de los drivers y los circuitos de drivers.

En la siguiente figura se muestran las señales correspondientes a la salida de la dSPACE y la tensión que llega a la puerta de los MOSFET.

La salida del control se corresponde con la que sale del bloque PWM de la dSPACE, y a través de driver y circuito auxiliar del mismo, se convierte en una señal de $-15V$ y $15V$ que gobierna la puerta del MOSFET de potencia.

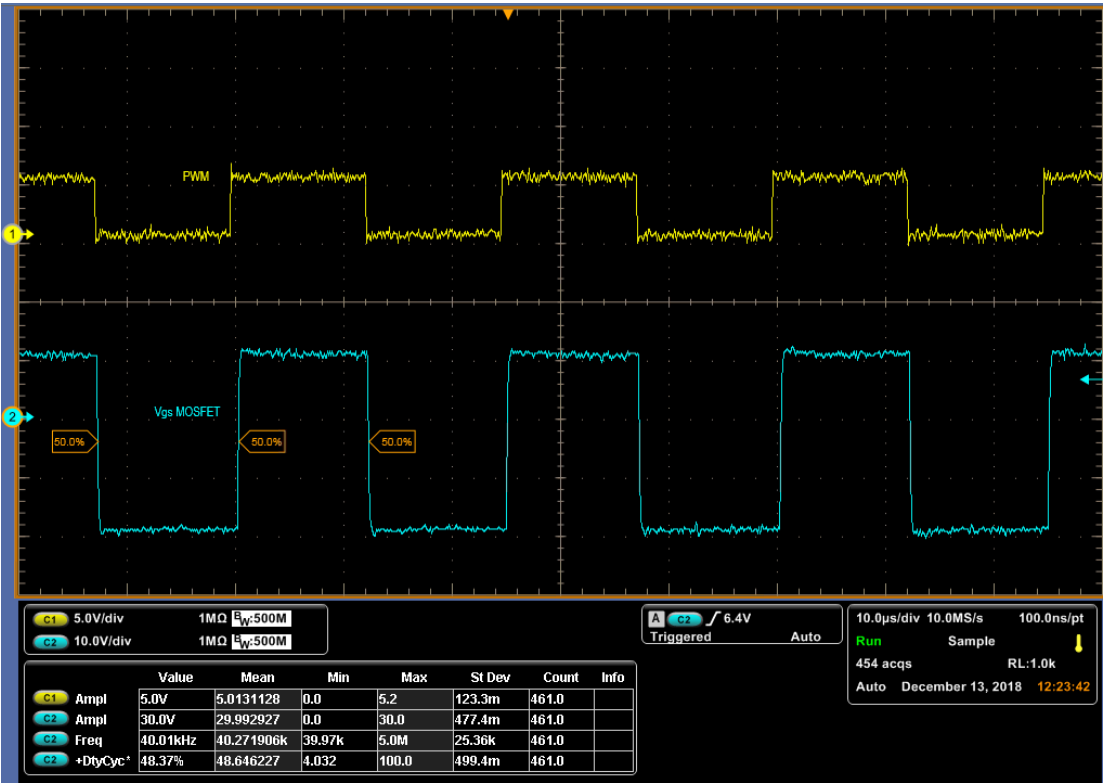


Figura 47. Señal a la salida de dSPACE y señal de puerta del MOSFET

El circuito de drivers introduce un retraso en la señal de $0,4\mu s$.

4. CONCLUSIONES

Se presentan en este Proyecto las etapas de diseño de un rectificador basado en la topología *VIENNA* de 10kW de potencia y del que se han obtenido los siguientes resultados basados en los objetivos del Proyecto.

- Factor de potencia y tasa de distorsión armónica: Se ha obtenido un factor de potencia de 0,98 y un THDi de 2,9% a potencia nominal.
- Estabilidad en la tensión de salida: Se ha diseñado y validado mediante simulación un control de tensión que mantiene estable la tensión de salida independientemente de la carga y que es robusto ante variaciones de la misma.
- Alta densidad de potencia: Se obtiene una densidad de potencia de 1,8kW/litro, competitiva con otros convertidores comerciales.
- Robustez y seguridad en entornos industriales: El convertidor obtenido es mecánicamente robusto, ya que ha sido diseñado con herramientas de simulación que permiten hacer estudios electromecánicos del sistema.
- Coste competitivo: El coste del convertidor respecto a otros rectificadores basados en la topología *VIENNA* del mercado es inferior, hasta de un 30% comparativamente.

DOCUMENTO II

ANEXOS

1. ETAPA DE POTENCIA

Los apartados recogidos en la sección de anexos pretenden clarificar y explicar cálculos que se han tenido en cuenta en el diseño de la etapa de potencia el convertidor.

Se adjunta un diagrama de la etapa de potencia y una tabla resumen del punto de operación del convertidor *VIENNA*, que sirve de punto de partida del diseño.

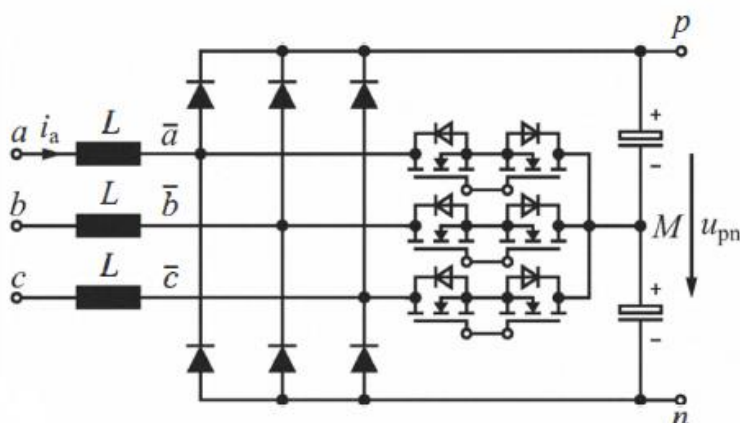


Figura 48. Diagrama del circuito del VIENNA Rectifier [1]

Descripción	Nomenclatura	Punto de operación a potencia nominal
Potencia	P	10kW
Tensiones de fase de entrada (RMS)	U_a, U_b, U_c	230 V
Intensidades de fase de entrada (RMS)	I_a, I_b, I_c	14,49 A
Tensión de salida	U_{pn}	900 V
Tensión de cada bus de salida	U_{pM}, U_{Mn}	450 V
Intensidad de salida	I_o	11,11 A
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	40kHz

Tabla 10. Tabla resumen del punto de operación del VIENNA Rectifier

1.1. SOLICITACIONES EN COMPONENTES

En este apartado se presentan los valores y formas de onda de las tensiones y corrientes que soportan los componentes del circuito de potencia. Servirán de base para el cálculo de pérdidas y elección de componentes.

Transistores de potencia

Los semiconductores controlados del circuito se dimensionan a partir de la tensión que tienen que bloquear cuando no conducen y la intensidad de conducción.

En el documento *The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems* de Johann W. Kolar y Thomas Friedli [1], se incluyen cálculos analíticos de la corriente que atraviesa los semiconductores de potencia. Esto sirve para todo el intervalo de operación y por tanto aporta una base de análisis del estrés de los componentes en diferentes puntos de operación.

A continuación, se adjunta una tabla resumen con las expresiones matemáticas y los resultados al aplicar el punto de operación deseado de este Proyecto.

	Expresiones analíticas	Resultados para el VIENNA de 10kW
Tensión de transistores	$U_{pn}/2$	450 V
Intensidad RMS transistores	$\hat{I}_a \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{4 \hat{U}_U}{3\pi U_{pn}}}$	6,354 A

Tabla 11. Expresiones analíticas del estrés en transistores

Como comprobación de la veracidad de las expresiones analíticas, se ha creado un entorno de simulación que calcule la intensidad RMS que atraviesa los semiconductores y la tensión que bloquean.

Los transistores de cada rama que se encuentran *back-to-back* bloquean la tensión de uno de los condensadores cuando el diodo esté conduciendo, y

bloquearán cada uno la mitad de esta tensión ya que conducen sincronamente. Aunque en el caso ideal sea de esta forma, en el dimensionamiento de los transistores se ha tomado el caso desfavorable de que por elementos parásitos los dos transistores no se pongan en conducción en el mismo instante y por tanto uno sólo de ellos bloquee la tensión de un condensador. En simulación el caso es ideal y por tanto, los dos transistores juntos de la rama bloquearán u_{pM} en el semiciclo positivo de la tensión, y u_{Mn} en el negativo. Es decir, cada uno bloqueará 225V, como se puede ver en la Figura 49. La intensidad que les atraviesa es la misma.

Además, los transistores de distintas ramas tienen el mismo comportamiento desfasado en el tiempo de acuerdo con las tensiones de fase.

Esto permite simplificar la gráfica de tensión, intensidad e intensidad RMS para un solo transistor (Figura 49), donde se comprueba que el valor RMS de la corriente corresponde con el calculado analíticamente en la Tabla 11.

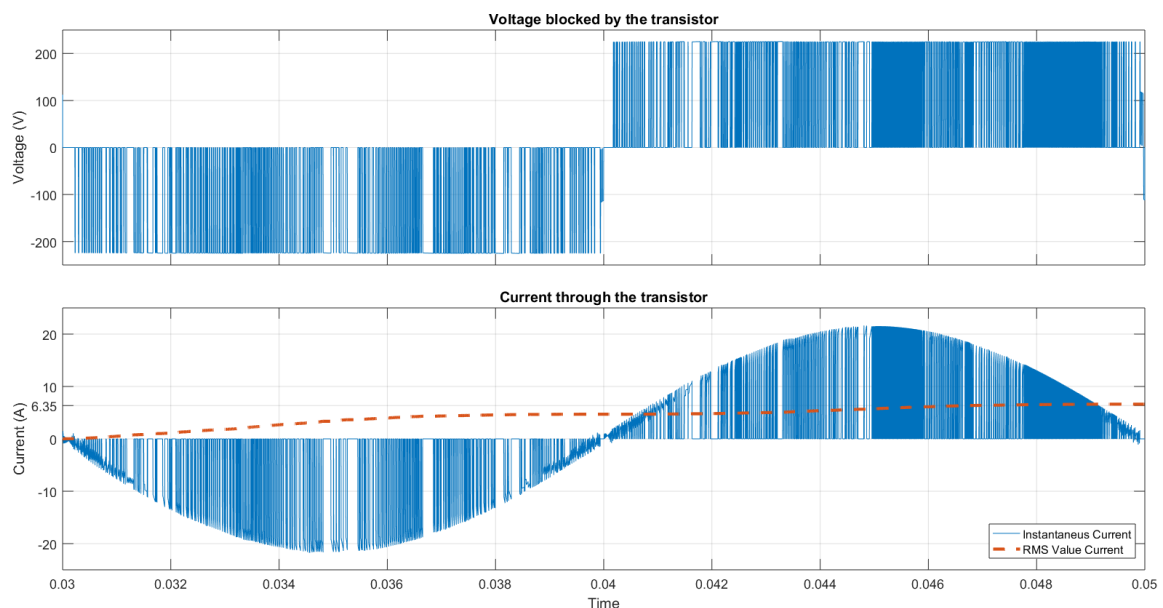


Figura 49. Tensión e intensidad del transistor

Diodos de potencia

Para el dimensionamiento y elección de estos semiconductores pasivos se han calculado las tensiones e intensidades que soportan.

La tensión máxima que tienen que bloquear es la tensión entre los terminales del bus de continua. Por inspección del circuito se observa que en el semiciclo en el cual conduce el diodo la tensión máxima a bloquear será u_{pM} y en el semiciclo en el que el diodo no esté conduciendo, bloqueará la tensión de la siguiente forma.

$$U_{DIO DO} = -u_{pM} = -450V \quad \text{cuando } s = 1$$

$$U_{DIO DO} = -u_{pn} = -900V \quad \text{cuando } s = 0$$

Se comprueba graficando la tensión instantánea en bornes de un diodo durante un periodo de red. Este diodo no conduce en el semiciclo negativo y por tanto oscila la tensión que bloquea entre la tensión completa de salida y la tensión de un solo bus de salida. Cuando conduce en el semiciclo positivo, oscila entre la conducción (0V) y bloqueo de un bus cuando conduce el MOSFET de su rama.

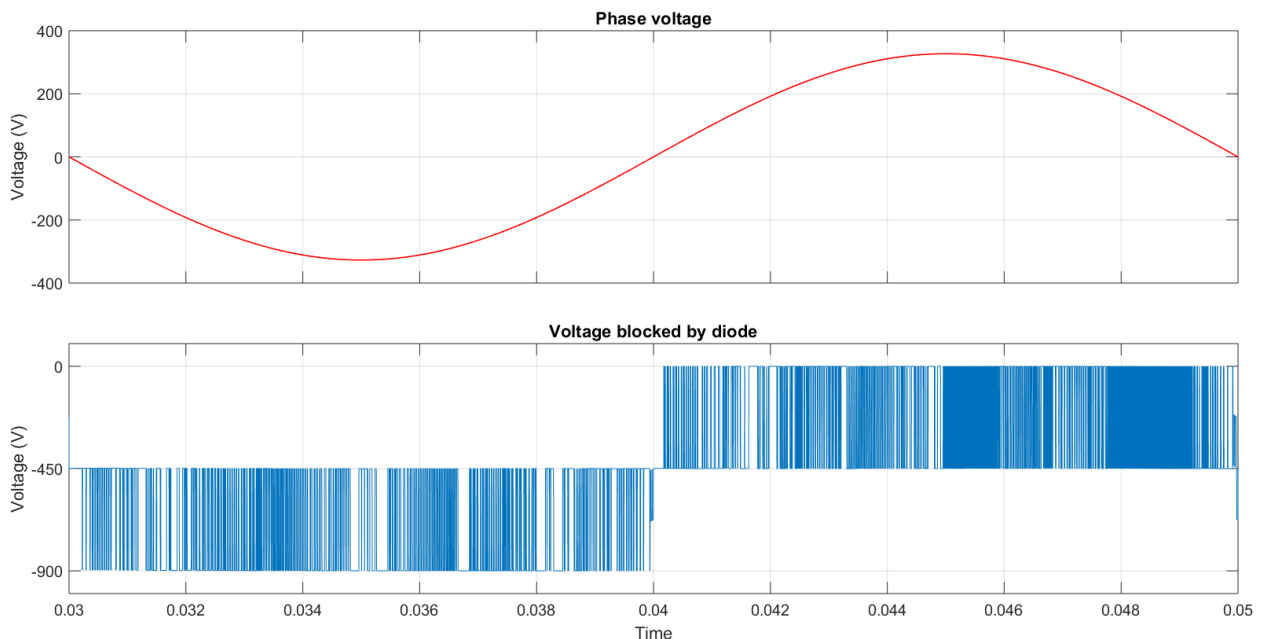


Figura 50. Tensión del diodo en un período

La intensidad será una senoide pulsante en el semiperiodo que conduzca dicho diodo, y tendrá un valor cero en el semiciclo contrario. El diodo de la misma rama tendrá la misma forma de onda de corriente desplazada 180° . El cálculo analítico se presenta en la siguiente tabla.

	Expresiones analíticas	Resultados para el VIENNA de 10kW
Tensión diodos de potencia	U_{pn}	900 V
Intensidad RMS diodos de potencia	$\hat{I}_a \sqrt{\frac{4 \hat{U}_U}{3\pi U_{pn}}}$	8,026 A

Tabla 12. Expresiones analíticas del estrés en los diodos

Se comprueba en la Figura 51, donde la tensión de fase es semejante a la de la Figura 50, empezando por el lóbulo negativo.

Esto se corresponde con que en el semiperiodo negativo de la tensión esté conduciendo el diodo D2 y en el semiciclo positivo empiece a conducir el diodo D1.

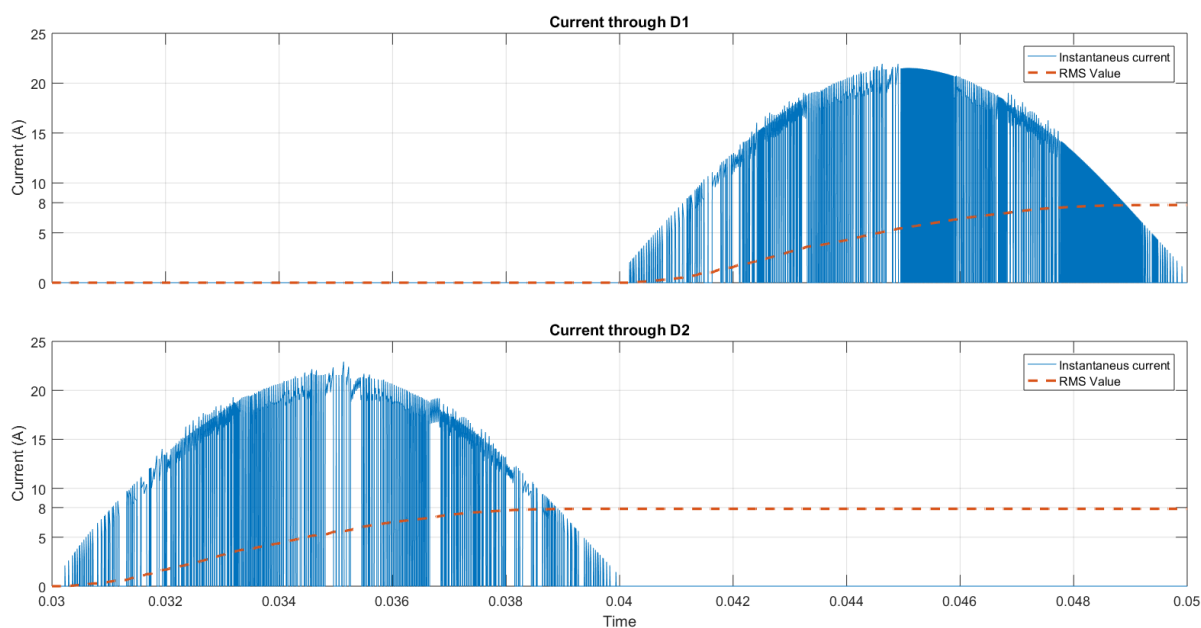


Figura 51. Intensidades por los diodos de potencia

Los valores RMS de las intensidades por los diodos obtenidas por simulación se corresponden con las calculadas por métodos analíticos.

Condensadores

Para el dimensionamiento de los condensadores es necesario saber que tensión deben de bloquear y que intensidad RMS les atraviesa.

La tensión que bloquea es la de un bus, u_{pM} o u_{Mn} y la intensidad RMS calculada es 9,02A obtenida por simulación. A continuación, se presenta las sollicitaciones que soporta el condensador, que serán utilizadas en la elección del mismo.

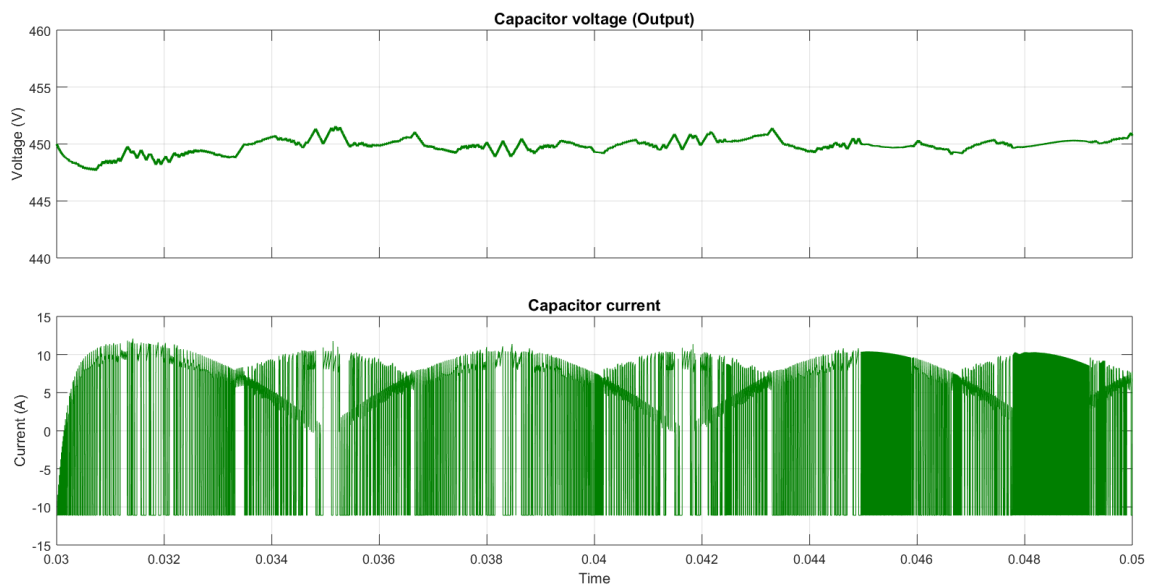


Figura 52. Tensión y corriente por el condensador

Bobinas

La simulación de las tensiones e intensidades que soportan los inductores tiene carácter informativo, ya que el método de diseño que se ha adoptado sigue el propuesto en Fundamentals of Power Electronics [23] descrito en el Anexo 1.4.

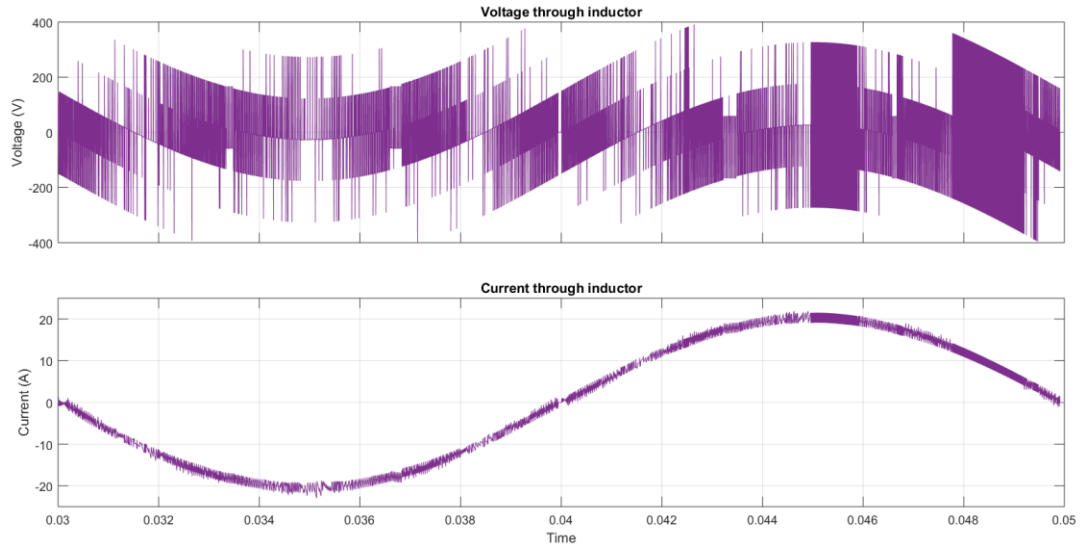


Figura 53. Tensión e intensidad del inductor

Se comprueba que la intensidad que atraviesa las bobinas es la intensidad de entrada y que la tensión que soportan varía según:

$$u_{L,k} = u_k - u_{MN} \quad \text{cuando} \quad s_k = 1, \quad \forall i_k$$

$$u_{L,k} = u_k - u_{pM} \quad \text{cuando} \quad s_k = 0, \quad i_k > 0$$

$$u_{L,k} = u_k - u_{Mn} \quad \text{cuando} \quad s_k = 0, \quad i_k < 0$$

$$k = a, b, c$$

1.2. ESTUDIO DE PÉRDIDAS

En este anexo se detalla el cálculo de las pérdidas de cada componente de la etapa de potencia del circuito. Esta información se utiliza en el posterior cálculo térmico del circuito que permitirá dimensionar el disipador de calor del sistema.

MOSFET

Las pérdidas en los MOSFET de potencia se dividen en las pérdidas por conducción y las pérdidas de conmutación, calculados según [25].

Las pérdidas de conducción se dan según la Ley de Joule por la resistencia parásita del MOSFET entre drenador y fuente, $R_{DS(on)}$, y la intensidad RMS que pasa por ella.

$$P_c = R_{DS(on)} I_{D,RMS}^2 \quad (20)$$

Las pérdidas de conmutación se dan por la existencia de tensión e intensidad simultáneas en el MOSFET, debido a que la conmutación no es instantánea. Estas pérdidas se calculan según [24] y debido a su complejidad no se va a explicar en detalle los cálculos realizados.

Las pérdidas totales calculadas para un MOSFET:

$$P_M = P_c + P_{sw} \quad (21)$$

Las pérdidas totales por los MOSFET serán seis veces las de un MOSFET.

En la siguiente tabla se recogen los valores en detalle de las pérdidas para el MOSFET escogido en el apartado 3.1. Elección de semiconductores de la Memoria de este Proyecto.

Código del fabricante	$V_{max}(V)$	$R_{DS}(\Omega)$	$P_c(W)$	$P_{sw}(W)$	Pérdidas totales, $P_M(W)$	Pérdidas de los MOSFET $P_{M,tot}(W)$
IPZA60R060P7	650	48	6,09	27,28	33,37	200

Diodos

La elección de diodos de tipo *ultra fast recovery* conlleva a que las pérdidas por conmutación de los diodos sean despreciables. Las pérdidas de conducción se han calculado según el datasheet [16] y son de $30,33W$ por cada par de diodos, lo que suma $91W$ para el conjunto de los diodos de potencia.

1.3. CÁLCULO TÉRMICO

En el dimensionamiento del disipador, se ha realizado un cálculo térmico del sistema a partir de las pérdidas calculadas de los diferentes dispositivos semiconductores. El disipador de calor se añade por la necesidad de evacuar el calor más eficientemente que si actuara la convección natural, para no generar zonas excesivamente calientes en el circuito que puedan dañar los dispositivos.

Se ha realizado el cálculo térmico [22] a partir de un modelo eléctrico del sistema térmico [Figura 54], donde:

- T_j es la temperatura de la unión, que debe de ser inferior a la máxima que nos indica el fabricante de los dispositivos, se ha tomado 150° .
- R_{jc} es la resistencia unión-cápsula proporcionada por el fabricante.
- R_{cd} es la resistencia térmica de la pasta térmica entre el encapsulado y el disipador, se toma $0,8K/W$.
- R_{da} es la resistencia térmica del disipador, a calcular en este Anexo.
- T_a es la temperatura ambiente, supuesta de 20° .

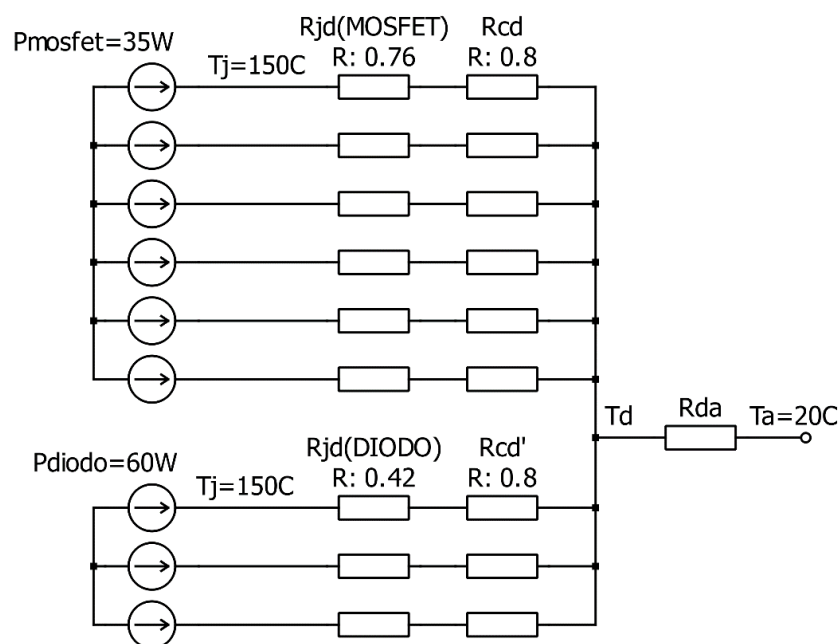


Figura 54. Circuito eléctrico equivalente del sistema térmico

En el circuito eléctrico equivalente al circuito térmico, la potencia a disipar en cada dispositivo es una fuente de corriente y temperaturas son tensiones en cada punto del circuito. Las resistencias térmicas se modelan como resistencias eléctricas.

A partir de este circuito, se obtiene un circuito simplificado por asociación de resistencias en serie y paralelo que permite calcular la resistencia térmica necesaria en el disipador de calor, R_{da} .

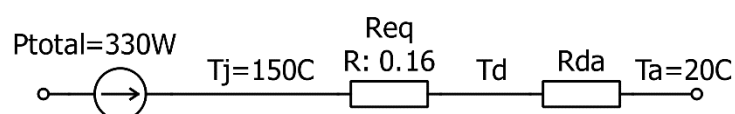


Figura 55. Circuito eléctrico simplificado

La resistencia térmica necesaria para el disipador de calor se calcula a partir del circuito anterior y que lleva a la siguiente fórmula:

$$R_{da} \leq \left(\frac{T_j - T_a}{P_{total}} \right) - R_{eq} = 0,236 K/W \quad (22)$$

Se necesita una $R_{da} < 0,24 K/W$. Se escoge un disipador axial de la marca Fisher que en su versión de volumen $150 \times 50 \times 50 mm^3$ y motor de 24V obtiene una resistencia térmica de $0,2 K/W$ [17]

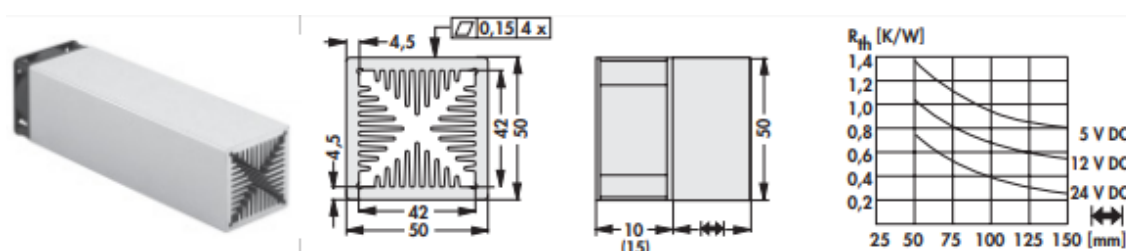


Figura 56. Disipador elegido [16]

1.4. CÁLCULO DE INDUCTORES

En este anexo se resume el procedimiento del cálculo de los parámetros necesarios para la construcción de los inductores, recogido del libro Fundamentals of Power Electronics [23] y que se ha seguido en este Proyecto.

La tabla de los parámetros especificados por aplicación o que deben de considerarse (parámetros que han sido estimados inicialmente se caracterizan con el símbolo *) para el cálculo es la siguiente.

Descripción	Nomenclatura	Valor en el VIENNA Rectifier
Inductancia	L	$0.5mH$
Intensidad máxima	I_{max}	$23A$
Resistividad del cobre	ρ	$1,724 * 10^{-6}\Omega cm$
Permeabilidad magnética del aire	μ_0	$4\pi 10^{-7} NA^{-2}$
Resistencia del cable*	R_W	$0,4\Omega$
Factor de llenado de la ventana*	K_u	$0,3$
Densidad de flujo máxima	B_{max}	$200mT$

Tabla 13. Parámetros iniciales en la construcción de inductores

Primero se realiza el cálculo del parámetro K_g que determina el tamaño del núcleo mínimo que se puede utilizar en la aplicación.

$$K_g \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} 10^8 = 4,75 cm^5 \quad (23)$$

A partir de este parámetro se escoge un núcleo que tenga una K_g mayor a la calculada en (23) a partir de las dimensiones especificadas en su *datasheet*. El valor K_g del núcleo E80 satisface la fórmula, como se puede comprobar en (24).

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{(MLT)} = 10,17 \text{ cm}^5 \quad (24)$$

Donde los parámetros utilizados en el cálculo de la K_g se presentan en la siguiente tabla.

Descripción	Nomenclatura	Valor en E80
Área de sección transversal del núcleo	A_c	$3,9 \text{ cm}^2$
Área de ventana	W_A	$5,4 \text{ cm}^2$
Longitud media por vuelta	MLT	$8,08 \text{ cm}$

Tabla 14. Dimensiones del núcleo E80

A partir de la elección del núcleo, se calculan los parámetros para la construcción del inductor o bobina según la geometría supuesta en Figura 57.

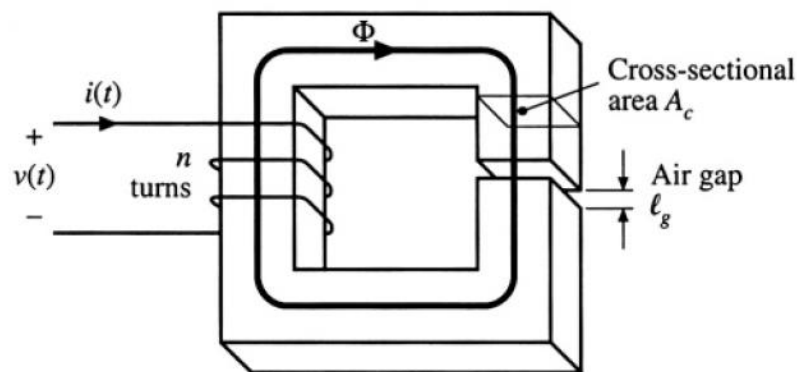


Figura 57. Geometría del inductor

Primero se calcula el *air gap* que se necesita en el inductor.

$$l_g = \frac{\mu_0 L I_{max}^2}{B_{max}^2 A_c} 10^4 = 0,0176 \text{ m} \quad (25)$$

Después se determina el número de vueltas alrededor del núcleo.

$$n = \frac{LI_{max}}{B_{max}A_c} 10^4 = 92,15 \cong 92 \text{ vueltas} \quad (26)$$

Por último, se calcula la sección del cable que se necesita para el bobinado.

$$A_w \leq \frac{K_u W_A}{n} = 0,011 \text{ cm}^2 \quad (27)$$

Se comprueba que el valor de resistencia del cable no haya incrementado respecto al valor supuesto en la Tabla 13.

$$R_w = \frac{\rho n(MLT)}{A_w} = 0,2 \, \Omega \quad (28)$$

DOCUMENTO III

PLANOS

1. ÍNDICE DE PLANOS

1.1. PORTADA DE PLANOS

1.2. ESQUEMA DE CIRCUITOS Y CONECTORES

1.3. ESQUEMÁTICO CIRCUITO DE DRIVERS Y DRIVERS
RAMA A

1.4. ESQUEMÁTICO CIRCUITO DE DRIVERS Y DRIVERS
RAMA B

1.5. ESQUEMÁTICO CIRCUITO DE DRIVERS Y DRIVERS
RAMA C

1.6. ESQUEMÁTICO ETAPA DE POTENCIA Y SENSORES

1.7. ESQUEMÁTICO CIRCUITO DE PRECARGA

1.8. ESQUEMÁTICO ETAPA DE POTENCIA Y SENSORES

1.9. ESQUEMÁTICO CONVERTIDORES AUXILIARES

1.10. PLANOS DEL CONVERTIDOR Y MEDIDAS

1.11. PLANTA SUPERIOR DEL CONVERTIDOR

1.12. PLANTA INFERIOR DEL CONVERTIDOR

1.13. VISTA COMPLETA DE PLANTAS

1.14. CAPAS DE PCB

1.15. AGUJEROS PCB Y LISTA DE MATERIALES DE LAS
CAPAS

1.16. ESQUEMA DE SOLDADURA PARA PLANTA SUPERIOR

1.17. ESQUEMA SOLDADURA PARA PLANTA INFERIOR

Proyecto PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES

Diseño Convertidor de 10kW

Versión 20/09/2018

Página	Nombre	Página	Nombre	Página	Nombre
1	COVER	16		31	
2	BLOCKS DIAGRAM	17		32	
3	DRIVERS A1&A2	18		33	
4	DRIVERS B1&B2	19		34	
5	DRIVERS C1&C2	20		35	
6	POWER	21		36	
7	PRECARGA	22		37	
8	POWER_SUPPLY	23		38	
9		24		39	
10		25		40	
11		26		41	
12		27		42	
13		28		43	
14		29		44	
15		30		45	

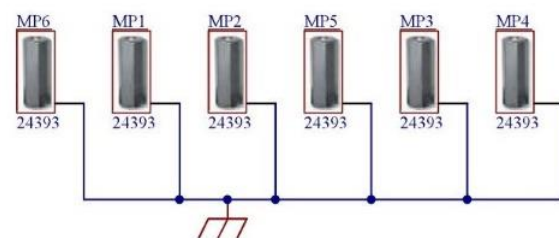
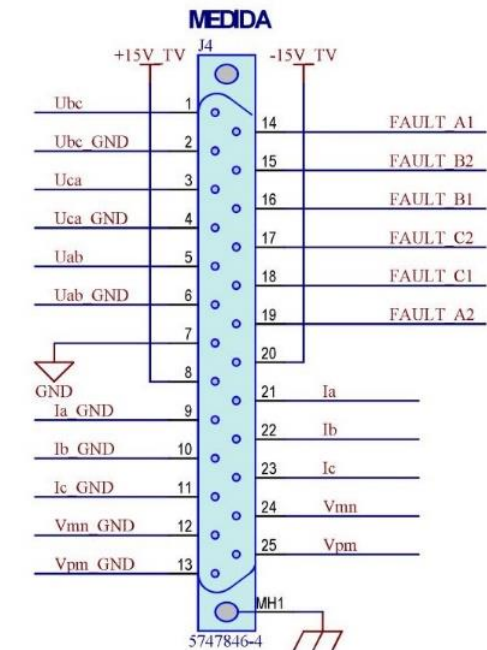
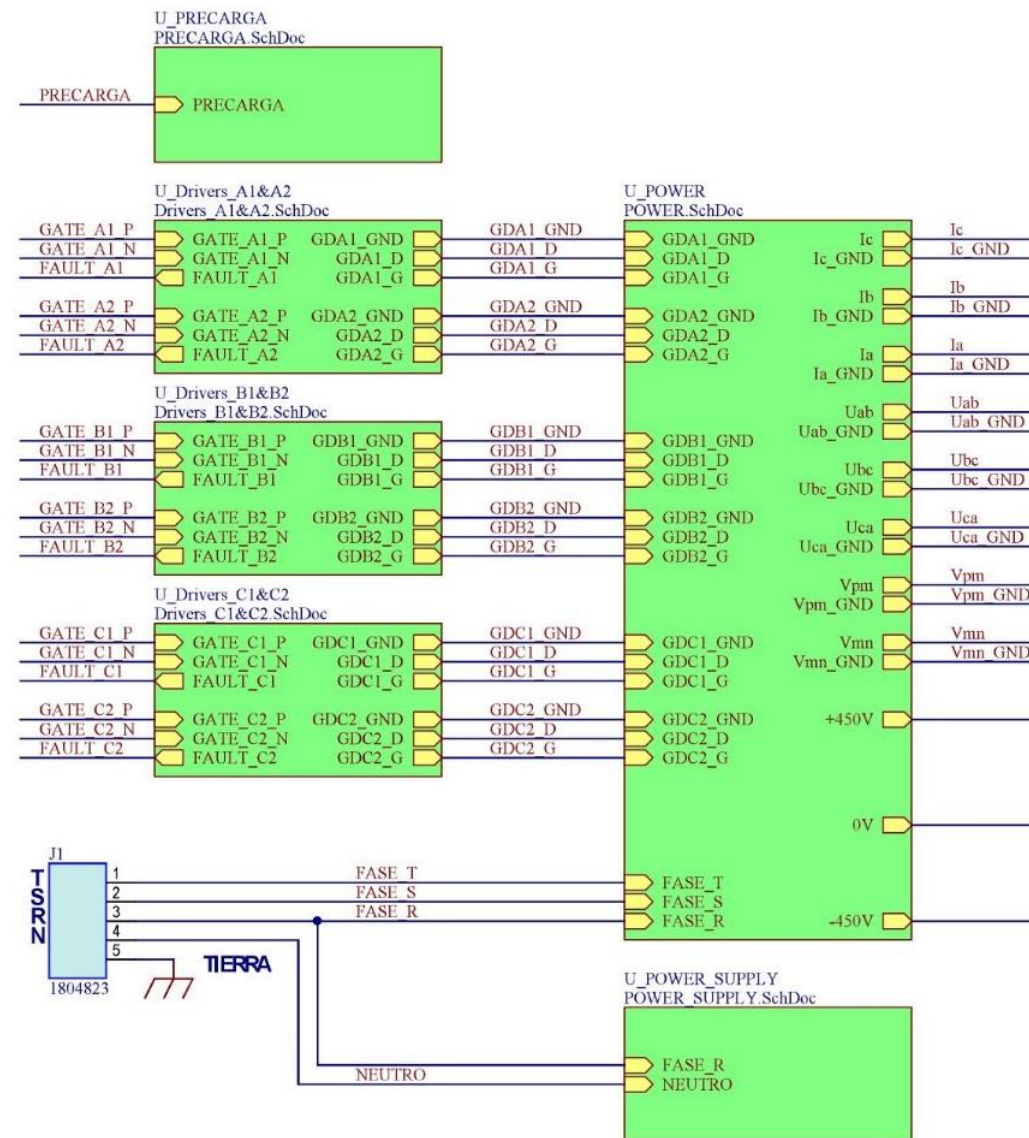
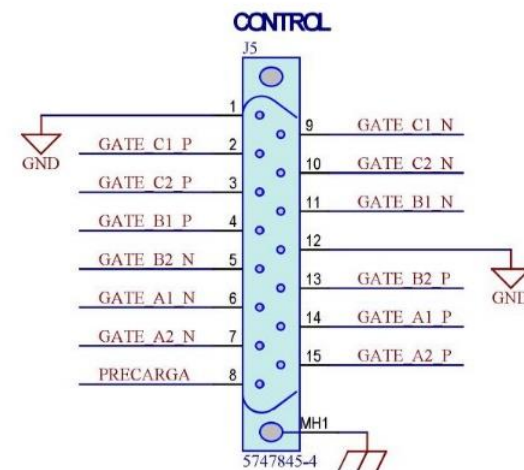
VISTA SUPERIOR

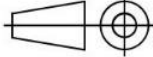

VISTA INFERIOR

1	COVER								
NUMBER	DENOMINATION				QTY.	MATERIAL	TREATMENT	WEIGHT/SIZE	
	DRAWN	DESIGNED	APPROVED	SIGNATURE	FABRICATED		PROJECTION	MECHANIZED	
NAME	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez						
DATE	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018						
GEN. TOLERANCE Js13/js13		AXIS TOLERANCE ±0,25							
PROJECT REFERENCE	SUBPART REFERENCE	UNIT REFERENCE	Nº 1	Replaces to					
1059.1	0	1	of 8	Replaced by					
SCALE	TITLE					FORMAT			
	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES					A3			
					Convertidor de 10kW				
This document remains the copyright property of IKERLAN S. Coop. Use or reproduction of part or the whole for any purpose other									

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

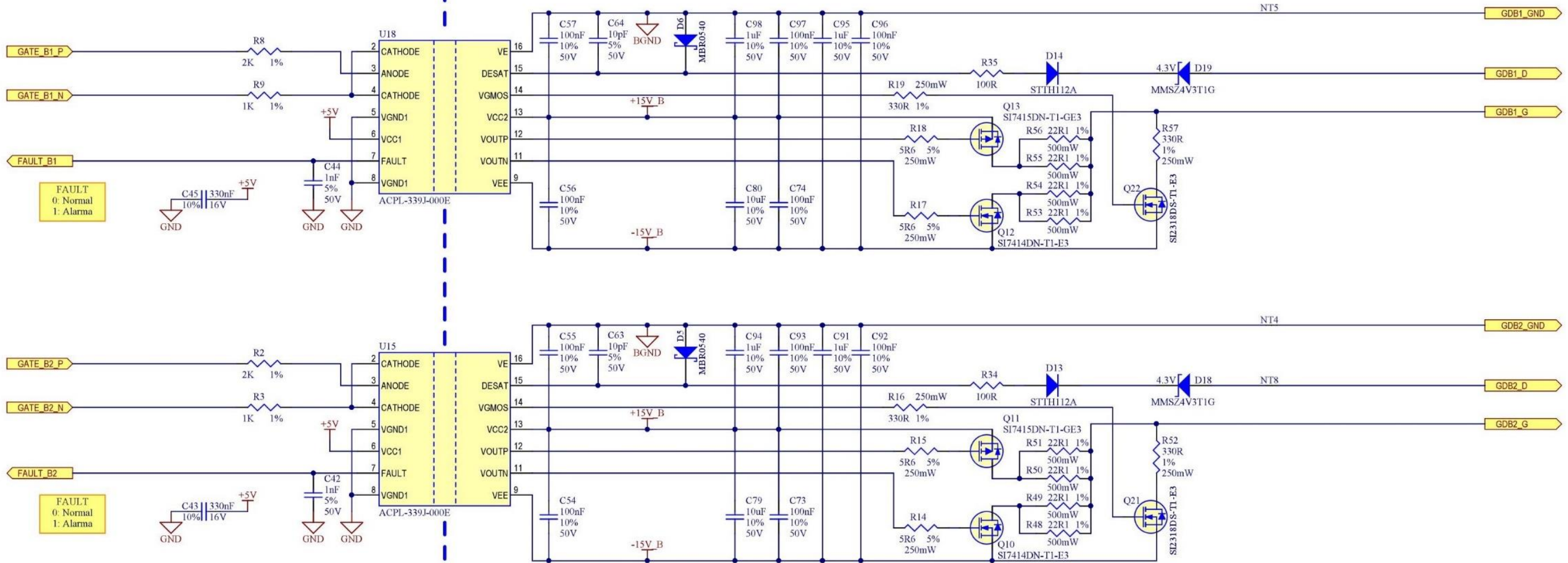
ISSUE	POSITION	MODIFICATION	PROPOSED	DATE

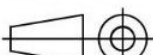



2		BLOCKS DIAGRAM						
NUMBER		DENOMINATION			QTY.	MATERIAL	TREATMENT	WEIGHT/SIZE
	DRAWN	DESIGNED	APPROVED	SIGNATURE	FABRICATED		MECHANIZED	
NAME	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez					
DATE	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018					
GEN. TOLERANCE Js13/js13		AXIS TOLERANCE ±0,25						
PROJECT REFERENCE	SUBPART REFERENCE	UNIT REFERENCE	Nº 2	Replaces to				
1059.1	0	1	of 8	Replaced by				
SCALE	TITLE				FORMAT			
	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES				A3			
	Convertidor de 10kW							
	[No Variations]							
This document remains the copyright property of IKERLAN S. Coop. Use or reproduction of part or the whole for any purpose other								



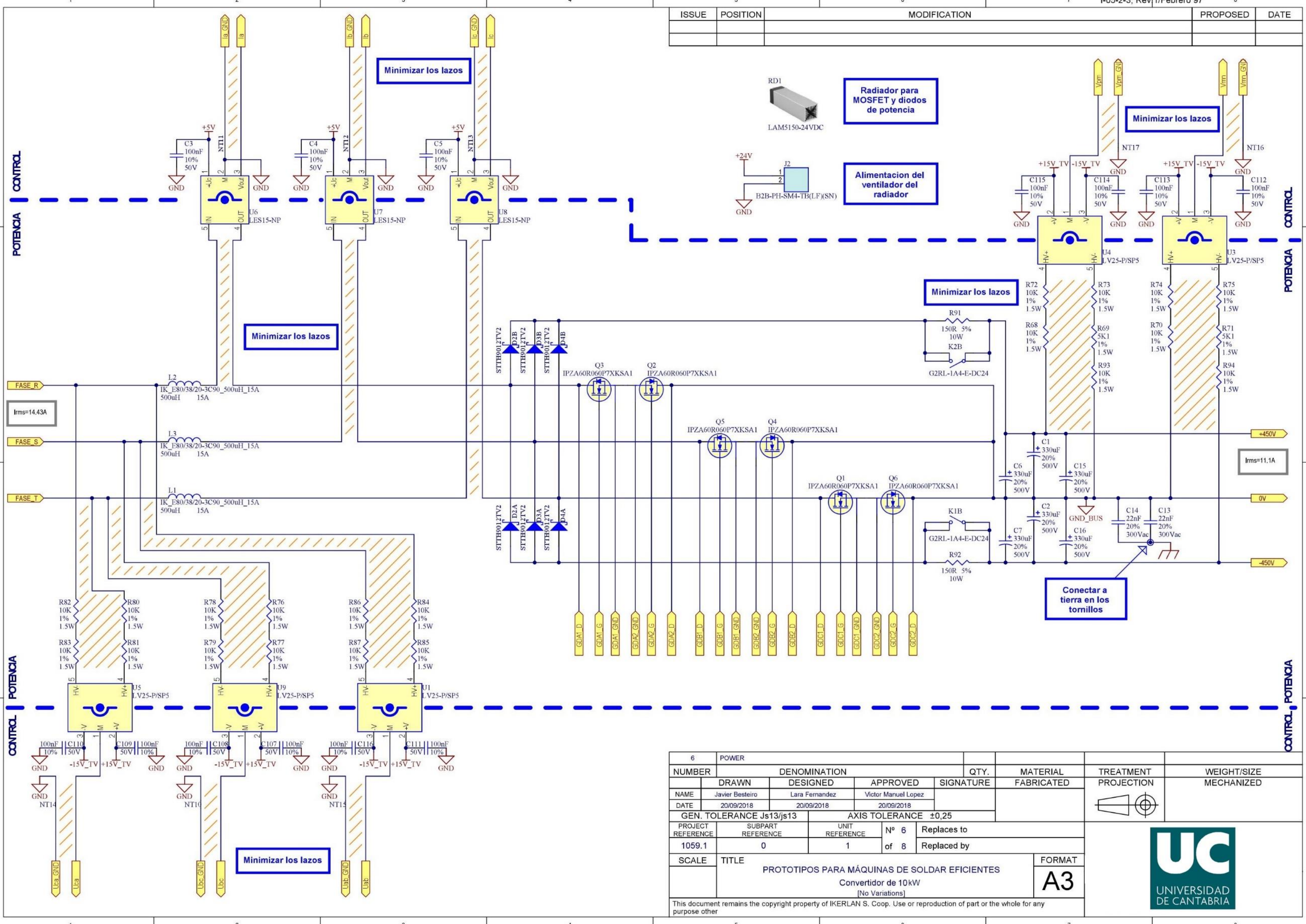
ISSUE	POSITION	MODIFICATION	PROPOSED	DATE

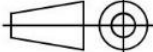



4	DRIVERS B1&B2							
NUMBER	DENOMINATION				QTY.	MATERIAL	TREATMENT	WEIGHT/SIZE
	DRAWN	DESIGNED	APPROVED	SIGNATURE	FABRICATED	PROJECTION	MECHANIZED	
NAME	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez					
DATE	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018					
GEN. TOLERANCE Js13/js13		AXIS TOLERANCE ±0,25						
PROJECT REFERENCE	SUBPART REFERENCE	UNIT REFERENCE	Nº 4	Replaces to				
1059.1	0	1	of 8	Replaced by				
SCALE	TITLE							FORMAT
	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES							A3
	Convertidor de 10kW							
	[No Variations]							
This document remains the copyright property of IKERLAN S. Coop. Use or reproduction of part or the whole for any purpose other								



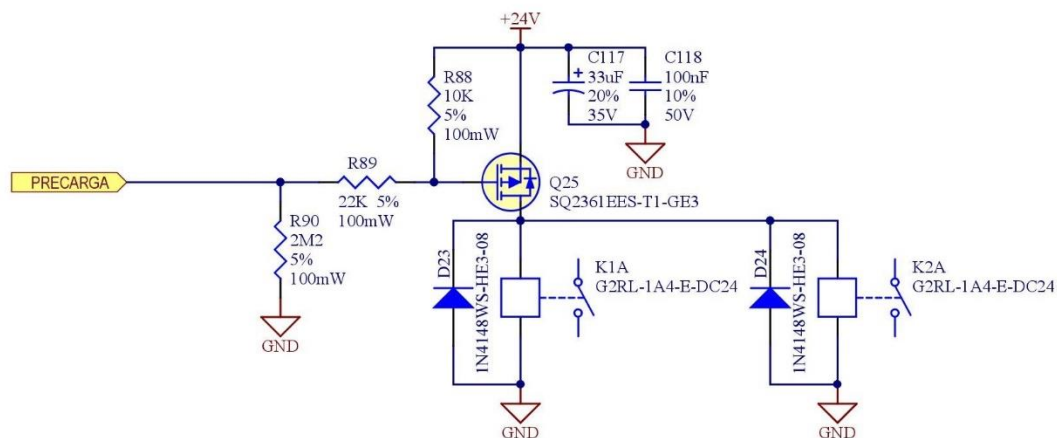
ISSUE	POSITION	MODIFICATION	PROPOSED	DATE

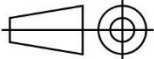



6		POWER							
NUMBER		DENOMINATION				QTY.	MATERIAL	TREATMENT	WEIGHT/SIZE
		DRAWN	DESIGNED	APPROVED	SIGNATURE	FABRICATED	PROJECTION	MECHANIZED	
NAME		Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez					
DATE		20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018					
GEN. TOLERANCE Js13/js13			AXIS TOLERANCE ±0,25						
PROJECT REFERENCE	SUBPART REFERENCE	UNIT REFERENCE	Nº 6	Replaces to					
1059.1	0	1	of 8	Replaced by					
SCALE	TITLE					FORMAT			
	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES					A3			
	Convertidor de 10kW [No Variations]								
This document remains the copyright property of IKERLAN S. Coop. Use or reproduction of part or the whole for any purpose other									

ISSUE	POSITION	MODIFICATION	PROPOSED	DATE

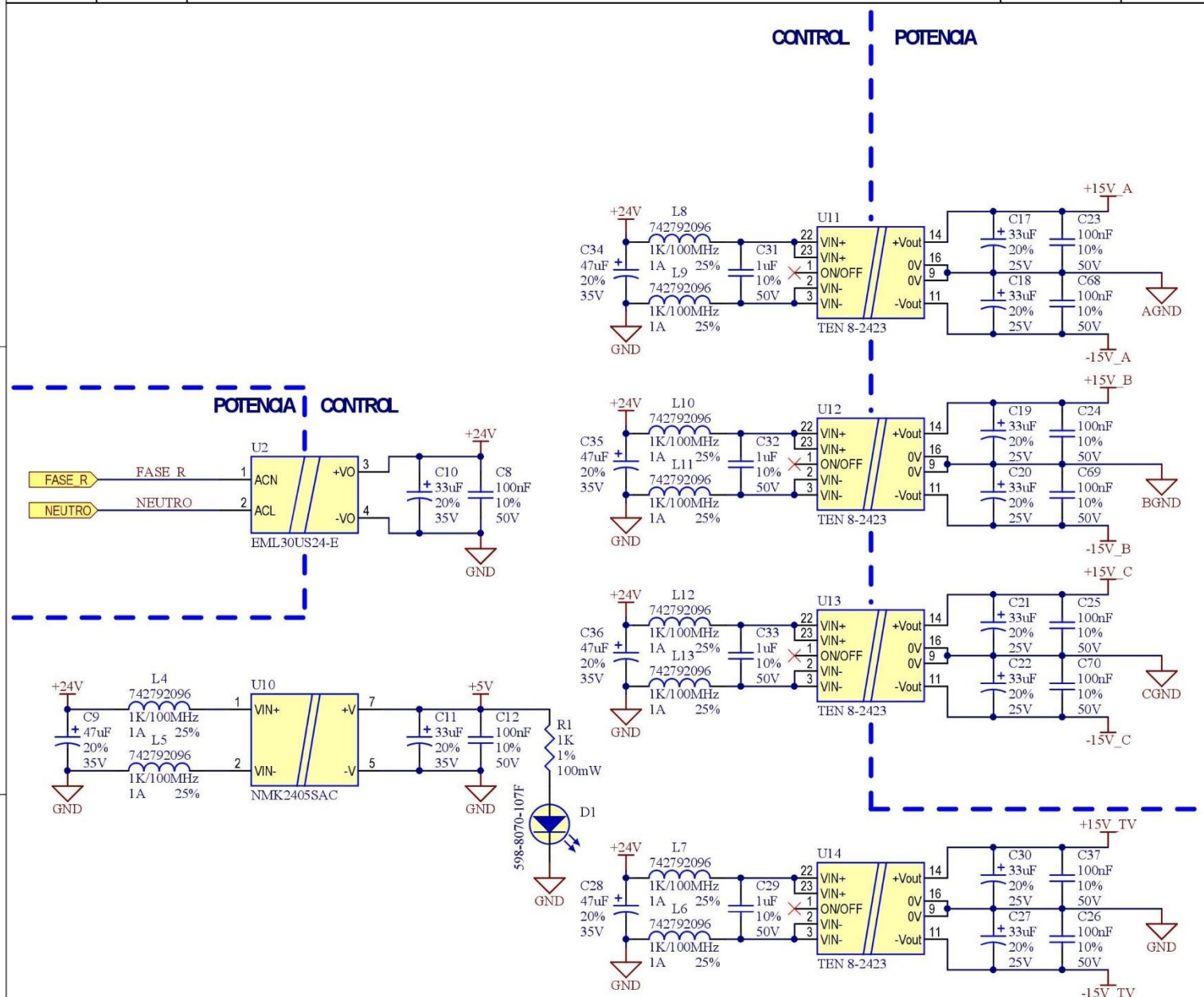
CONTROL

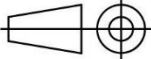



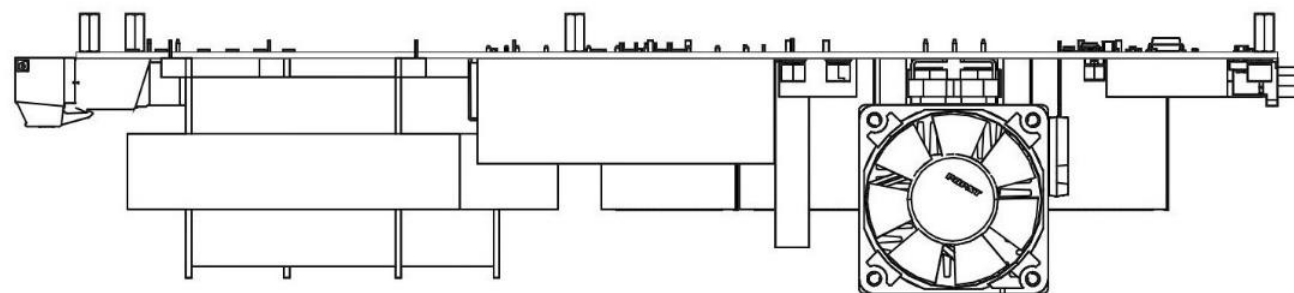
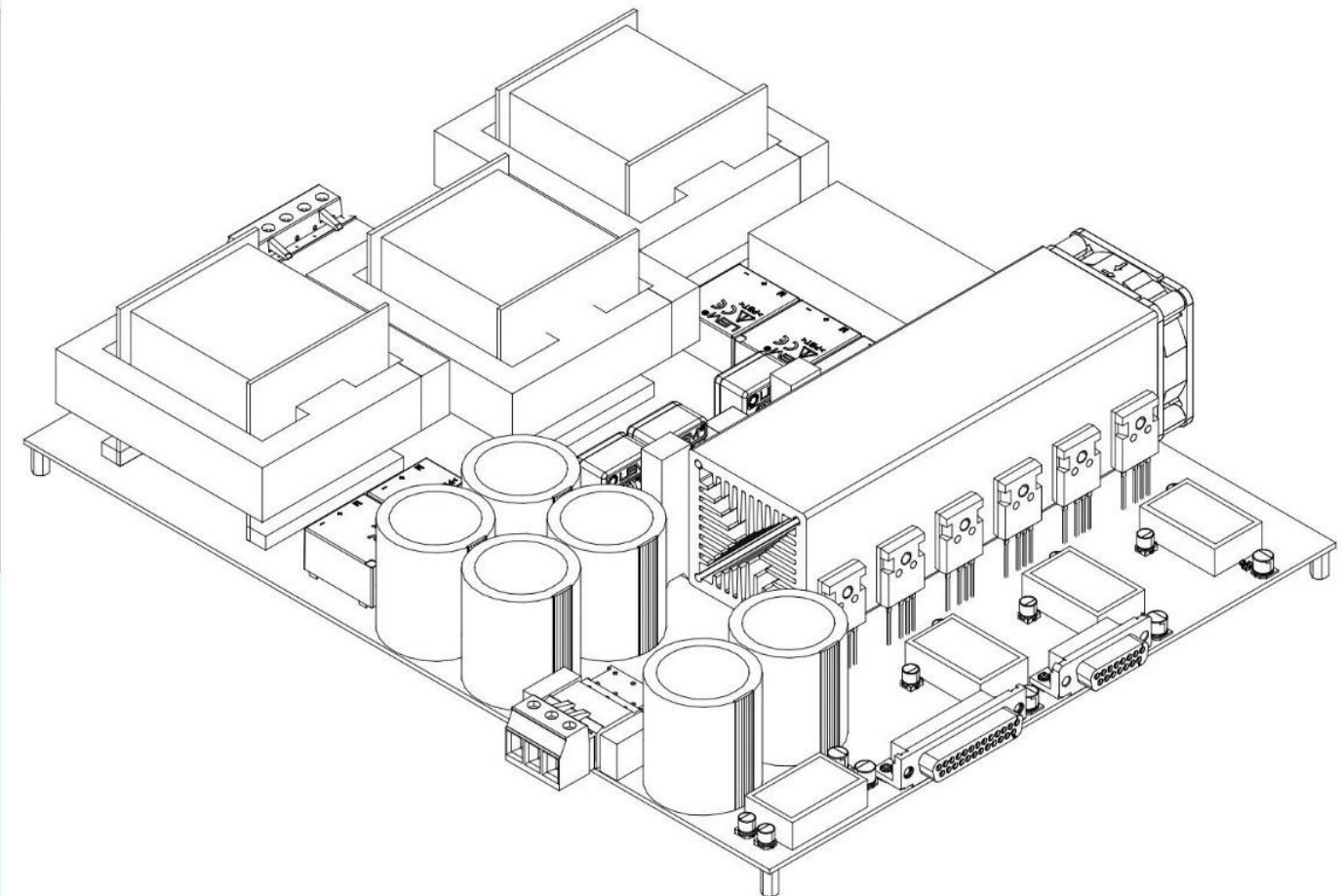
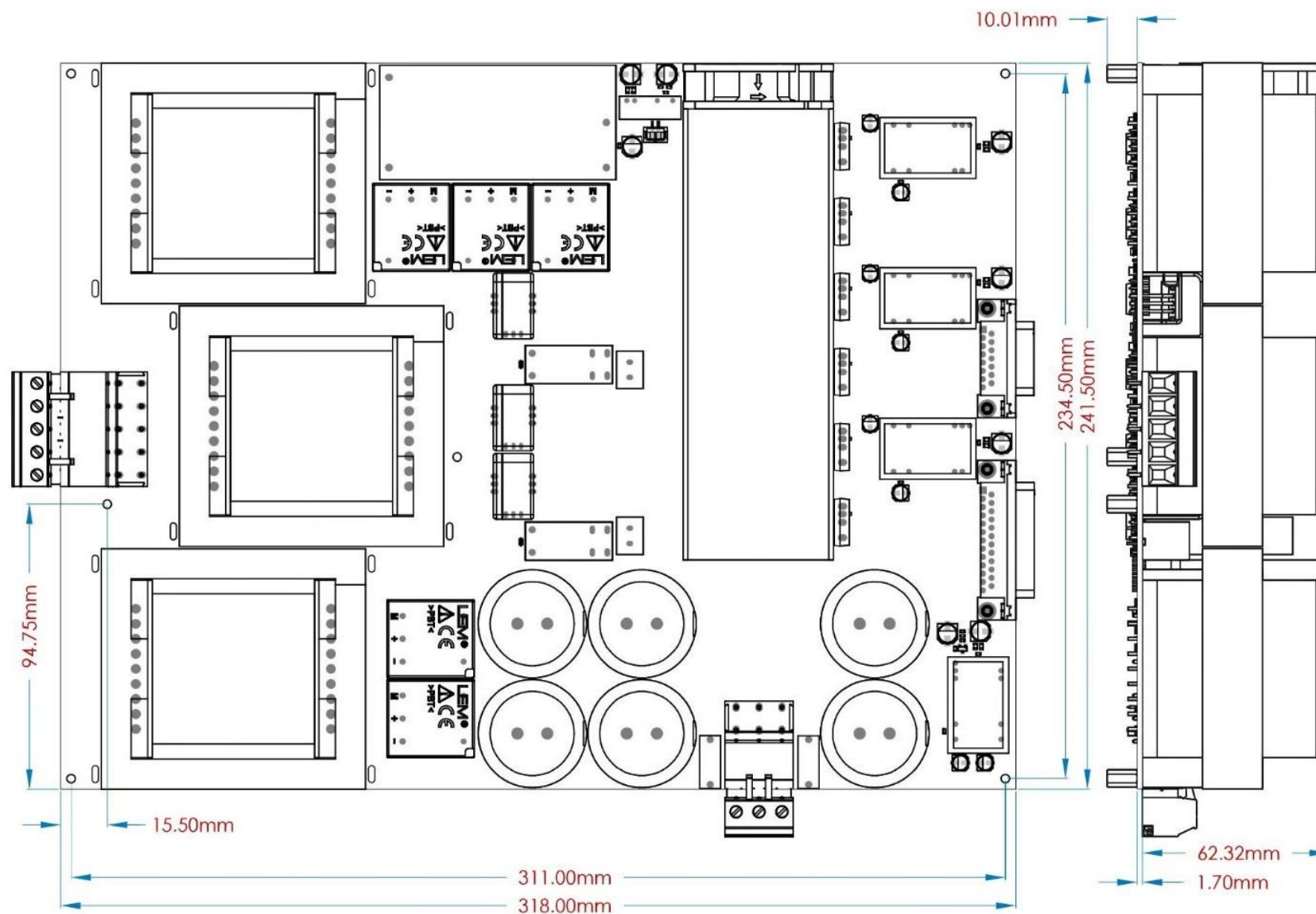
7		PRECARGA						
NUMBER		DENOMINATION			QTY.	MATERIAL	TREATMENT	WEIGHT/SIZE
	DRAWN	DESIGNED	APPROVED	SIGNATURE	FABRICATED	PROJECTION	MECHANIZED	
NAME	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez					
DATE	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018					
GEN. TOLERANCE Js13/js13		AXIS TOLERANCE ±0,25						
PROJECT REFERENCE	SUBPART REFERENCE	UNIT REFERENCE	Nº 7	Replaces to				
1059.1	0	1	of 8	Replaced by				
SCALE	TITLE				FORMAT			
	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES				A4			
	Convertidor de 10 kW							
	[No Variations]							
This document remains the copyright property of IKERLAN S. Coop. Use or reproduction of part or the whole for any purpose other								



ISSUE	POSITION	MODIFICATION	PROPOSED	DATE



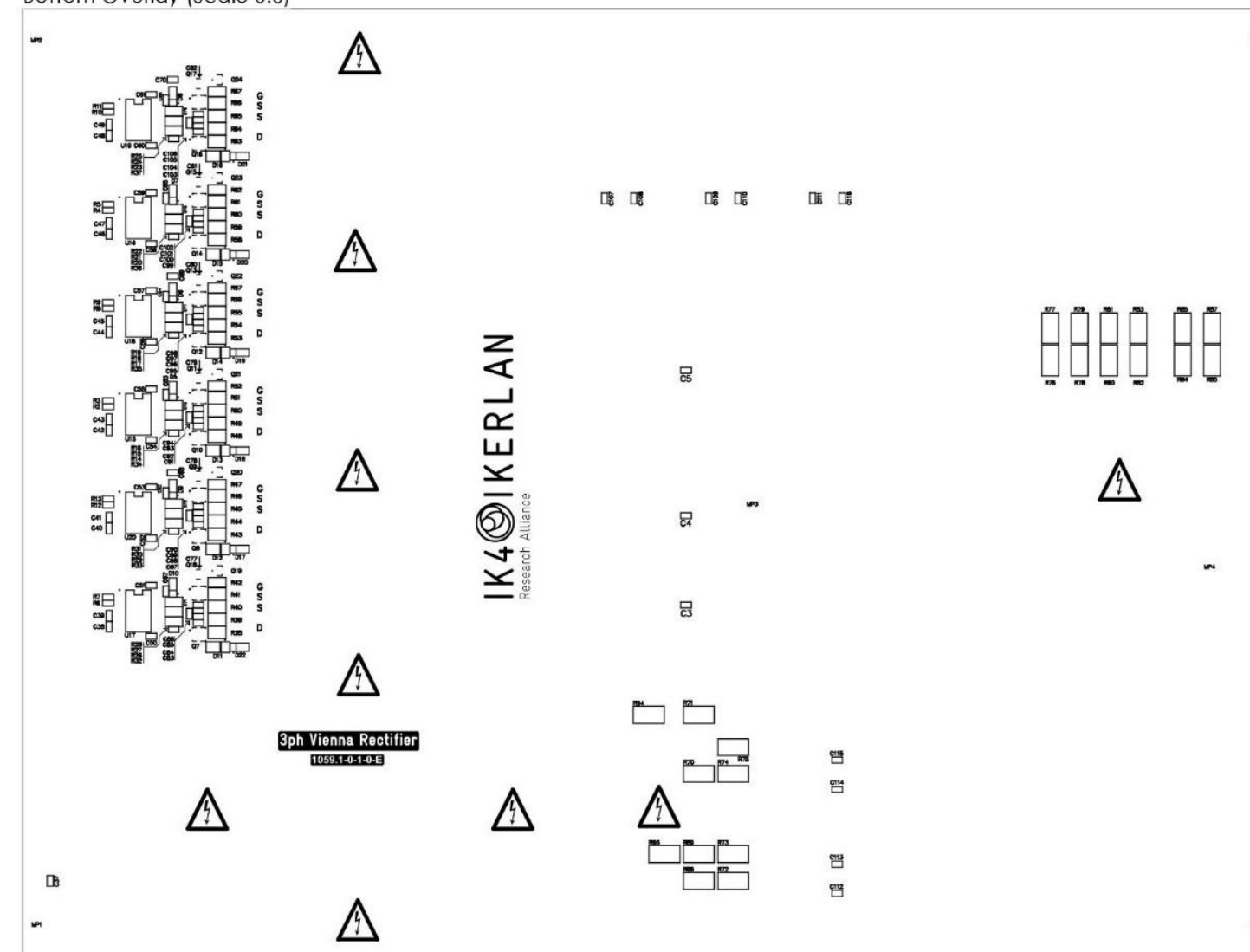
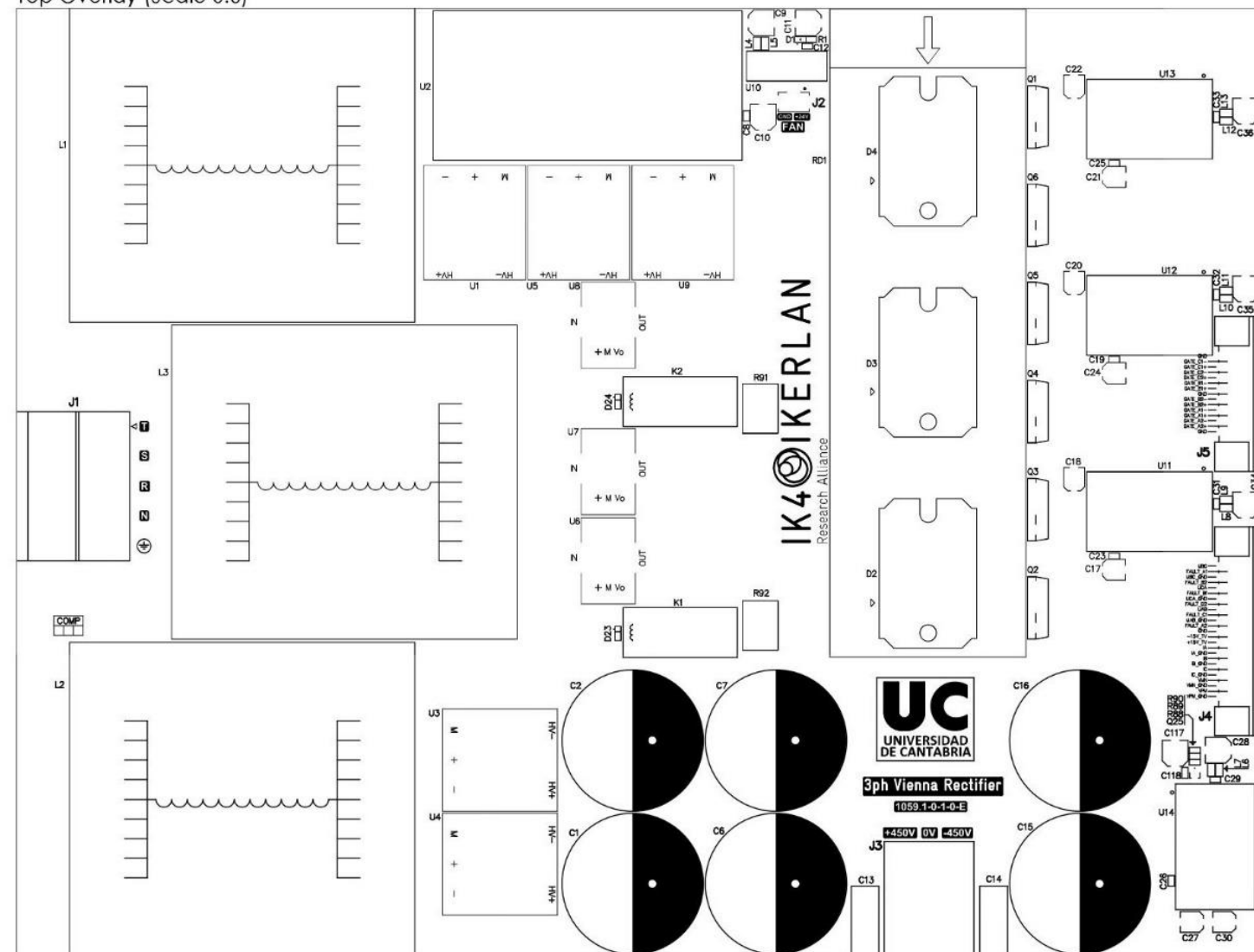
8		POWER SUPPLY						
NUMBER		DENOMINATION			QTY.	MATERIAL	TREATMENT	WEIGHT/SIZE
	DRAWN	DESIGNED	APPROVED	SIGNATURE	FABRICATED	PROJECTION		MECHANIZED
NAME	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez					
DATE	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018					
GEN. TOLERANCE Js13/js13		AXIS TOLERANCE ±0,25						
PROJECT REFERENCE	SUBPART REFERENCE	UNIT REFERENCE	Nº 8	Replaces to				
1059.1	0	1	of 8	Replaced by				
SCALE	TITLE				FORMAT			
	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES				A4			
	Convertidor de 10kW [No Variations]							
This document remains the copyright property of IKERLAN S. Coop. Use or reproduction of part or the whole for any purpose other								



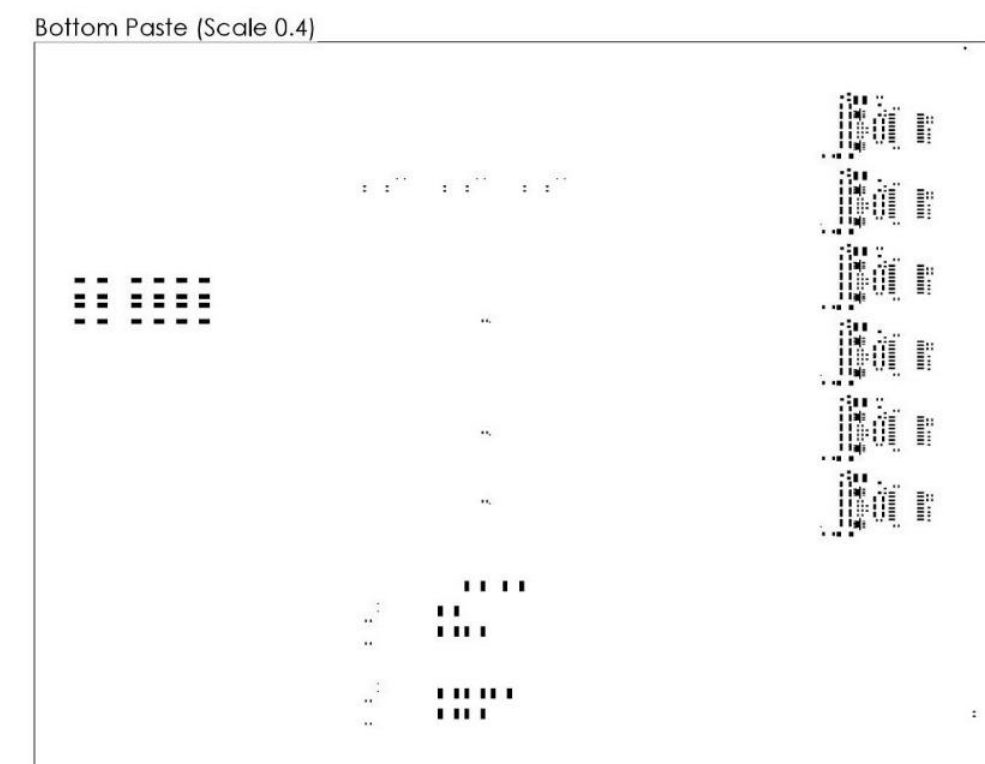
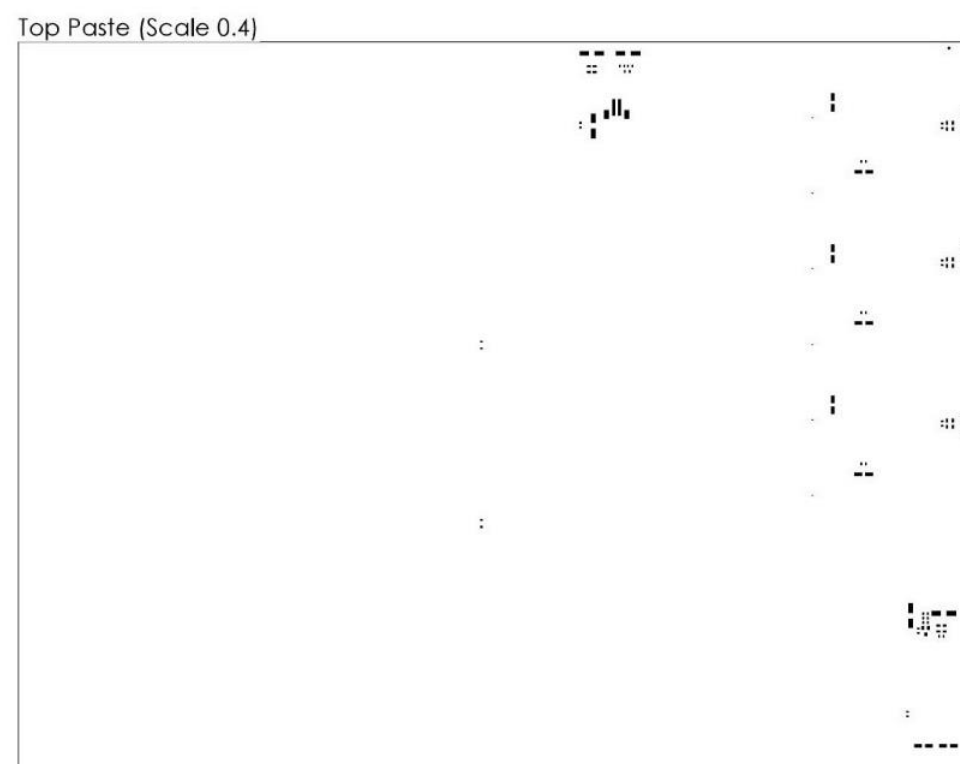
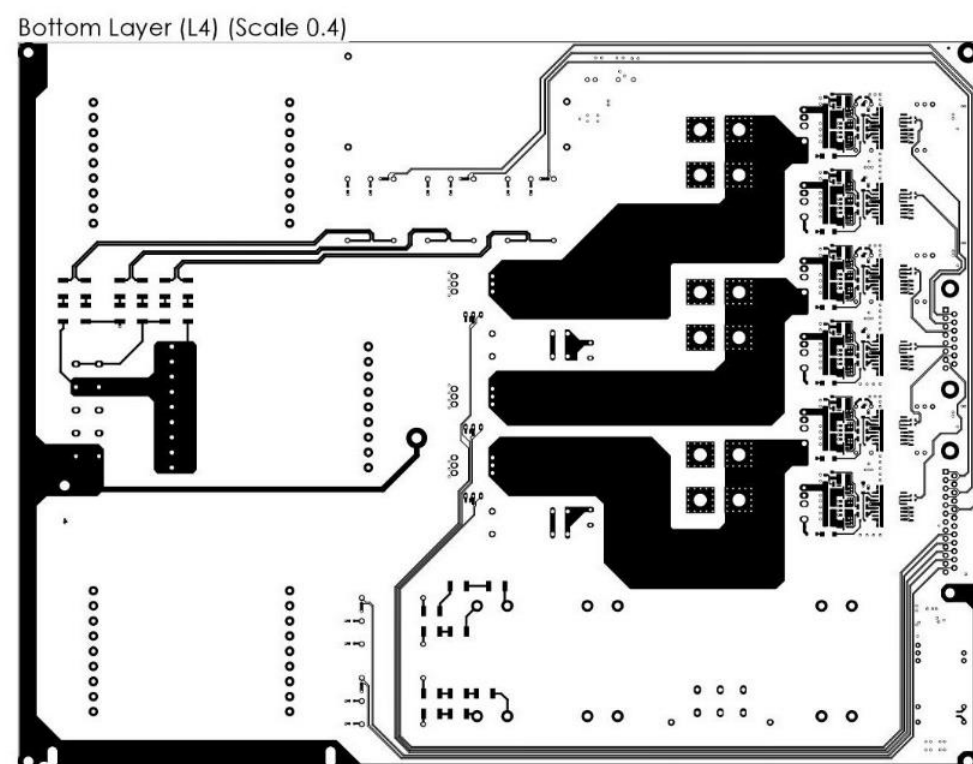
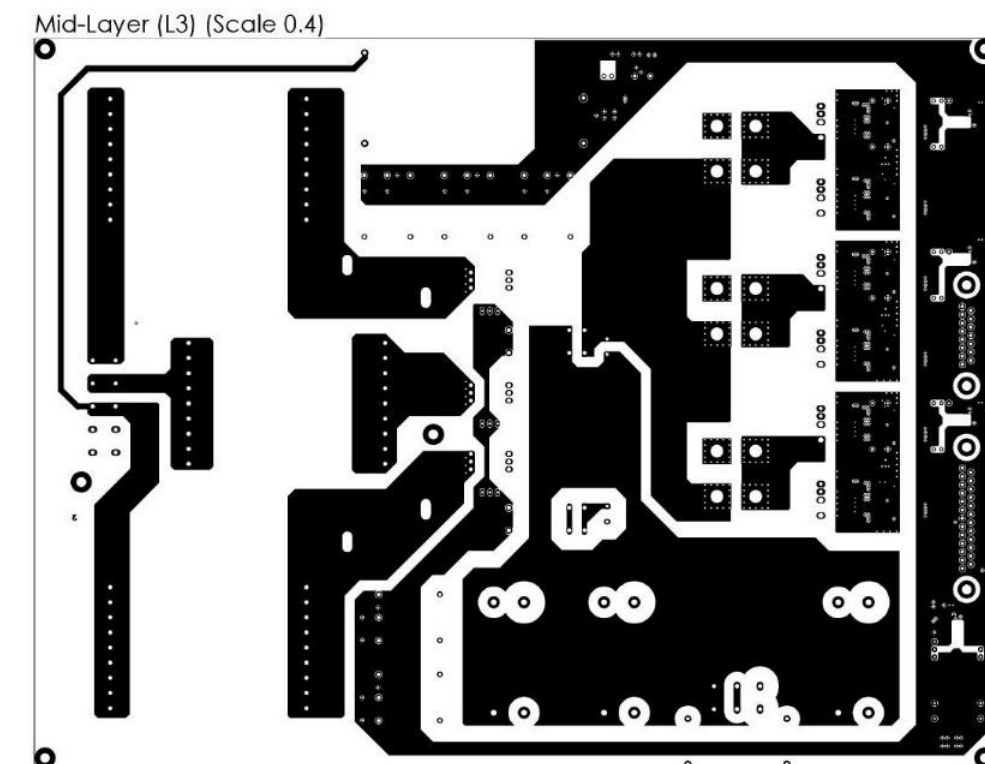
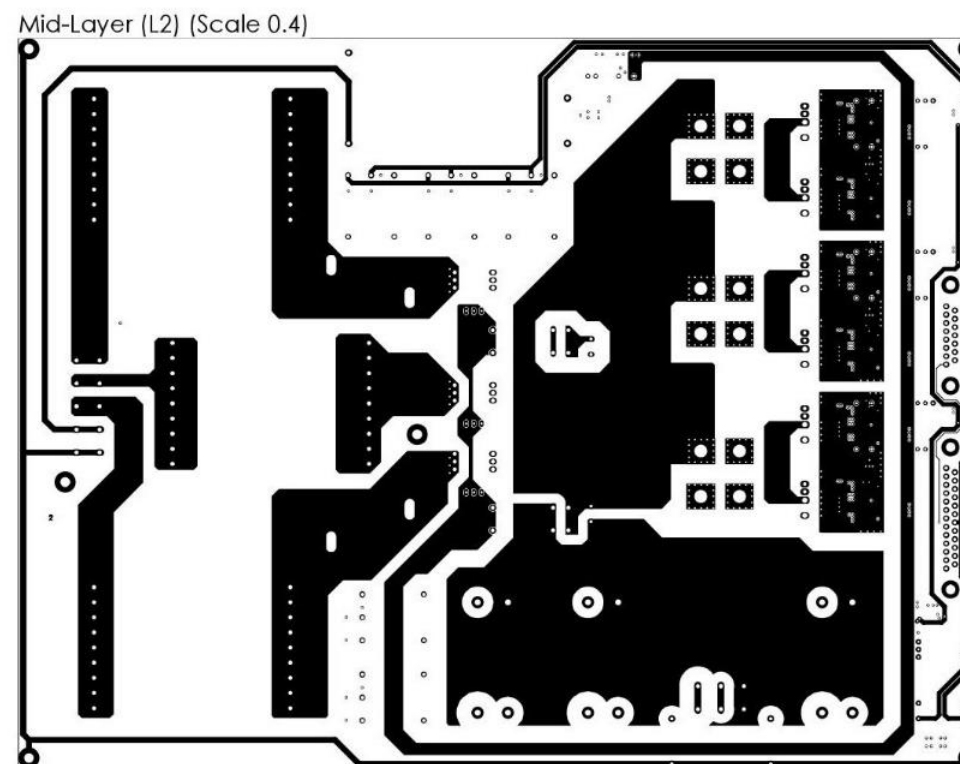
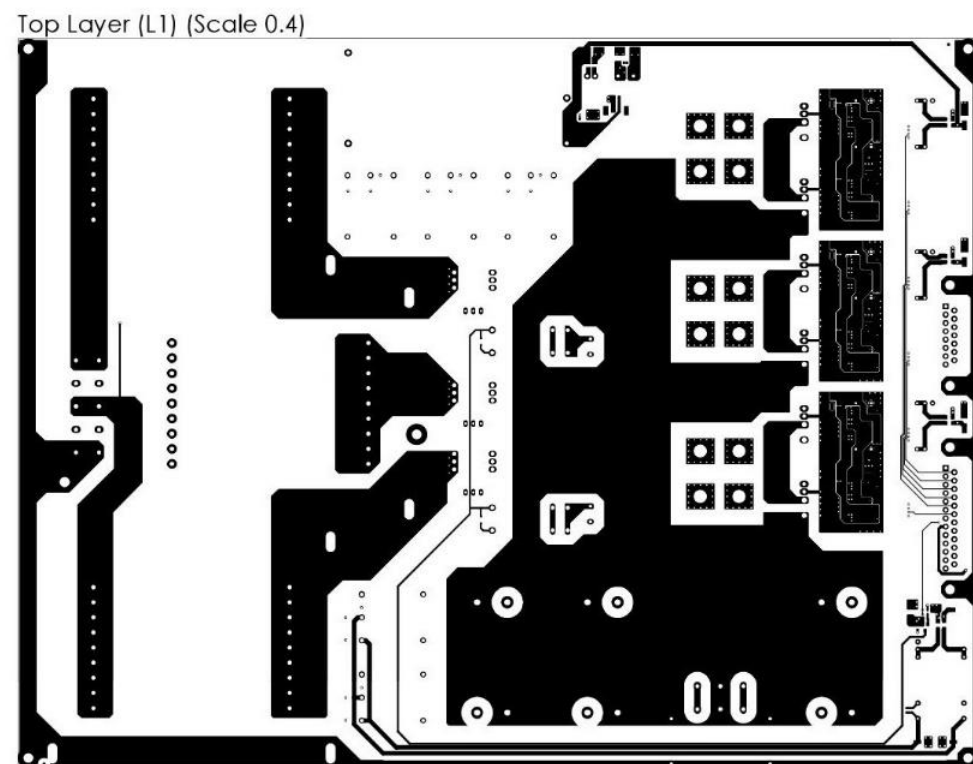
1	Fabricacion y montaje 1059.1-0-1-0-E						
NUMERO	DENOMINACION				CANT.	MATERIAL	TRATAMIENTO
	DIBUJADO	PROYECTADO	VISTO BUENO	FIRMA	FABRICADO	PROYECCION	DIM. EN BRUTO
NOMBRE	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez				MECANIZADO
FECHA	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018				
TOL. GENERALES Js13/Js13		TOL. ENTRE EJES +0,25					
REFERENCIA PROYECTO	REFERENCIA SUBCONJUNTO	REFERENCIA PIEZA	Nº 1	Sustituye al			
1059.1	0	1	de 6	Sustituido por			
ESCALA	TITULO					FORMATO	
1:1	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES Convertidor de 10kW [All Variants]					A3	
Este documento es propiedad de IKERLAN S. Coop. Quedan prohibidos el uso y la reproduccion total o parcial de este documento sin la autorizacion previa de IKERLAN S. Coop.							



UNIVERSIDAD
DE CANTABRIA



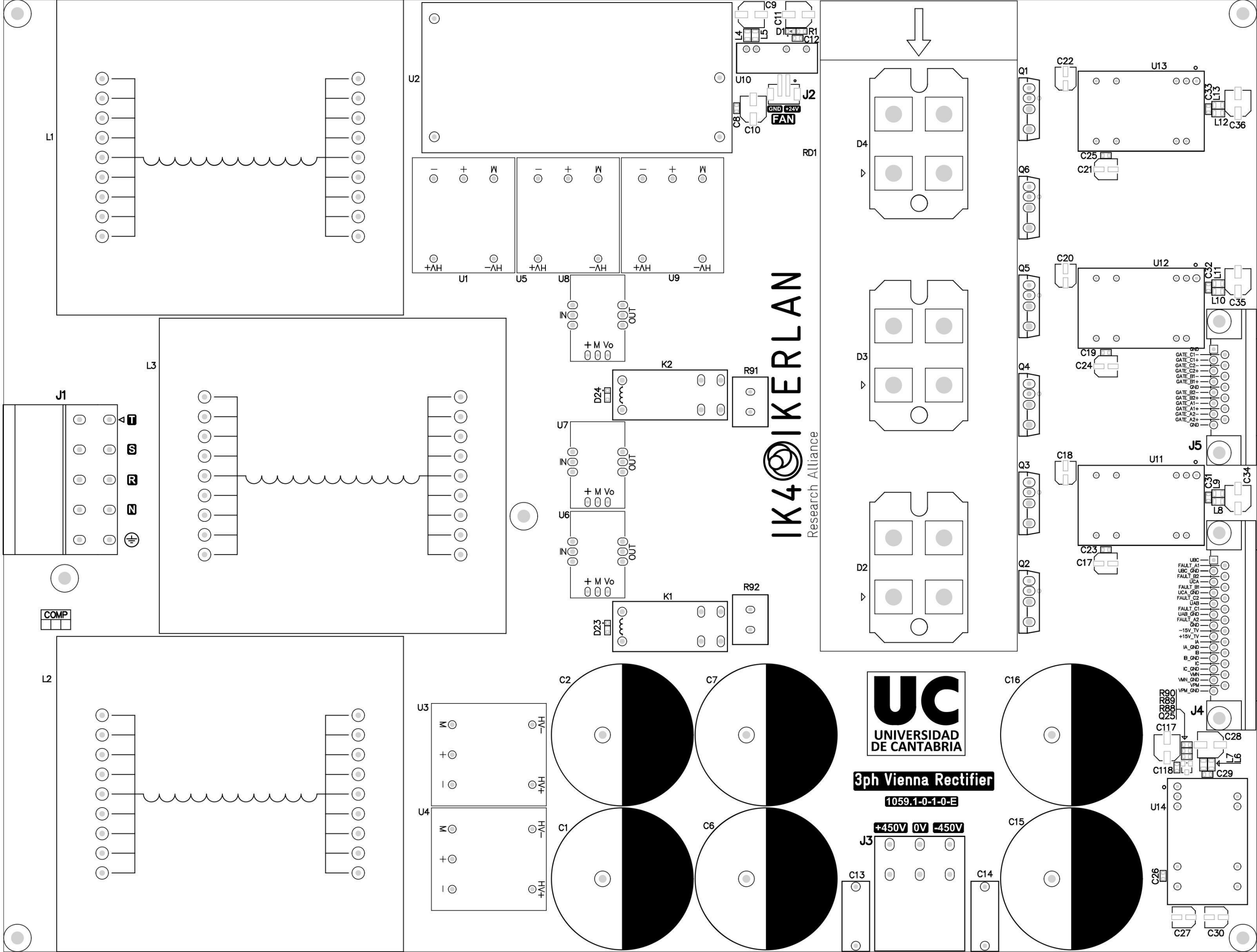
4		Fabricacion y montaje 1059.1-0-1-0-E						
NUMERO		DENOMINACION			CANT.	MATERIAL	TRATAMIENTO	DIM. EN BRUTO
	DIBUJADO	PROYECTADO	VISTO BUENO	FIRMA	FABRICADO	PROYECCION		
NOMBRE	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez					
FECHA	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018					
TOL. GENERALES Js13/js13		TOL. ENTRE EJES +0,25						
REFERENCIA PROYECTO	REFERENCIA SUBCONJUNTO	REFERENCIA PIEZA	Nº 4	Sustituye al				
1059.1	0	1	de 6	Sustituido por				
ESCALA	TITULO					FORMATO		
1:1	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES Convertidor de 10kW [All Variants]					A3		
Este documento es propiedad de IKERLAN S. Coop. Quedan prohibidos el uso y la reproduccion total o parcial de este documento sin la autorizacion previa de IKERLAN S. Coop.								

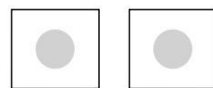
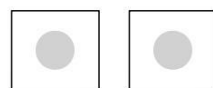
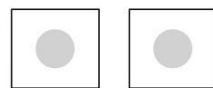
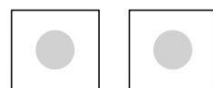
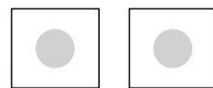
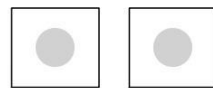
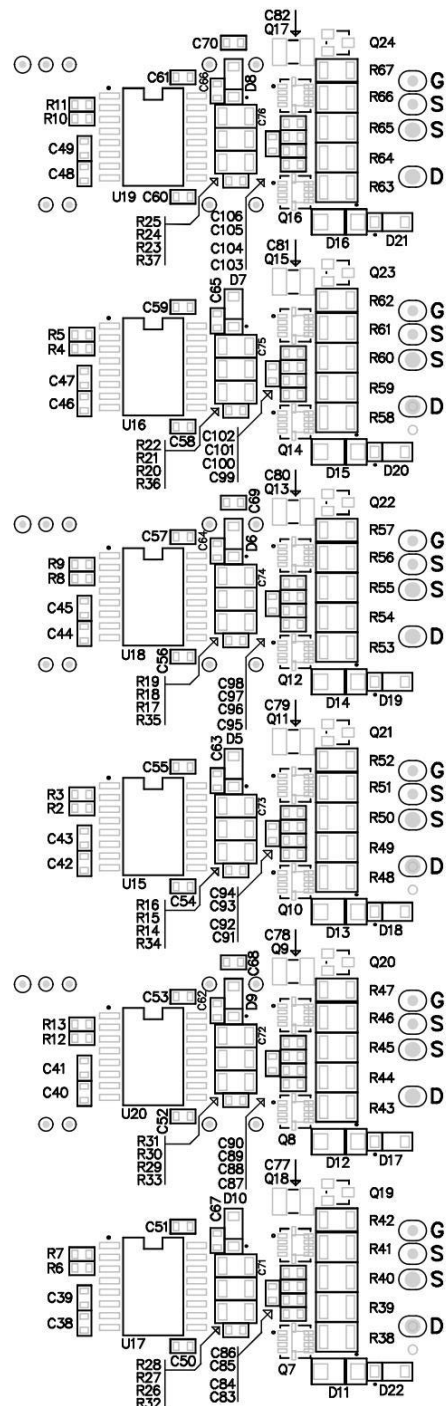


5	Fabricacion y montaje 1059.1-0-1-0-E								
NUMERO	DENOMINACION				CANT.	MATERIAL		TRATAMIENTO	DIM. EN BRUTO
	DIBUJADO	PROYECTADO	VISTO BUENO	FIRMA	FABRICADO		PROYECCION	MECANIZADO	
NOMBRE	Javier Besteiro	Lara Fernandez	Victor Manuel Lopez						
FECHA	20/09/2018	20/09/2018	20/09/2018						
TOL. GENERALES Js13/js13		TOL. ENTRE EJES +0,-25							
REFERENCIA PROYECTO	REFERENCIA SUBCONJUNTO	REFERENCIA PIEZA	Nº 5	Sustituye al					
1059.1	0	1	de 6	Sustituido por					
ESCALA	TITULO					FORMATO			
1:1	PROTOTIPOS PARA MÁQUINAS DE SOLDAR EFICIENTES Convertidor de 10kW [All Variants]					A3			
Este documento es propiedad de IKERLAN S. Coop. Quedan prohibidos el uso y la reproduccion total o parcial de este documento sin la autorizacion previa de IKERLAN S. Coop.									



UNIVERSIDAD
DE CANTABRIA

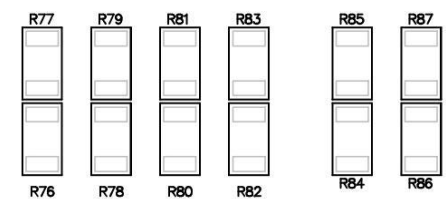
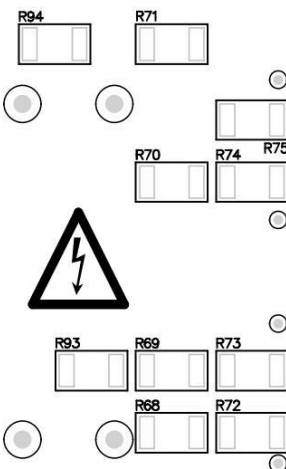


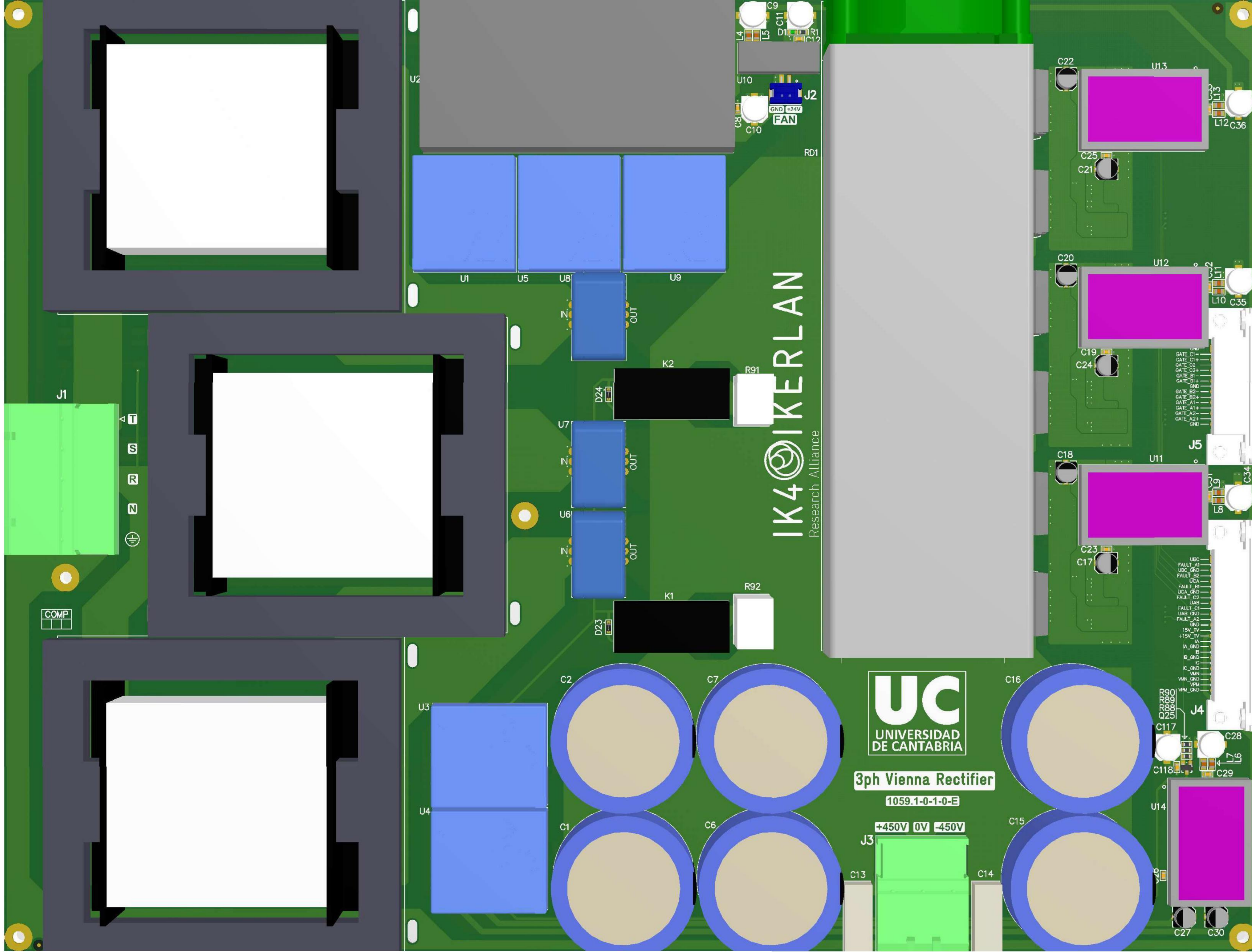


3ph Vienna Rectifier
1059.1-0-1-0-E



IK4@IKERLAN
Research Alliance

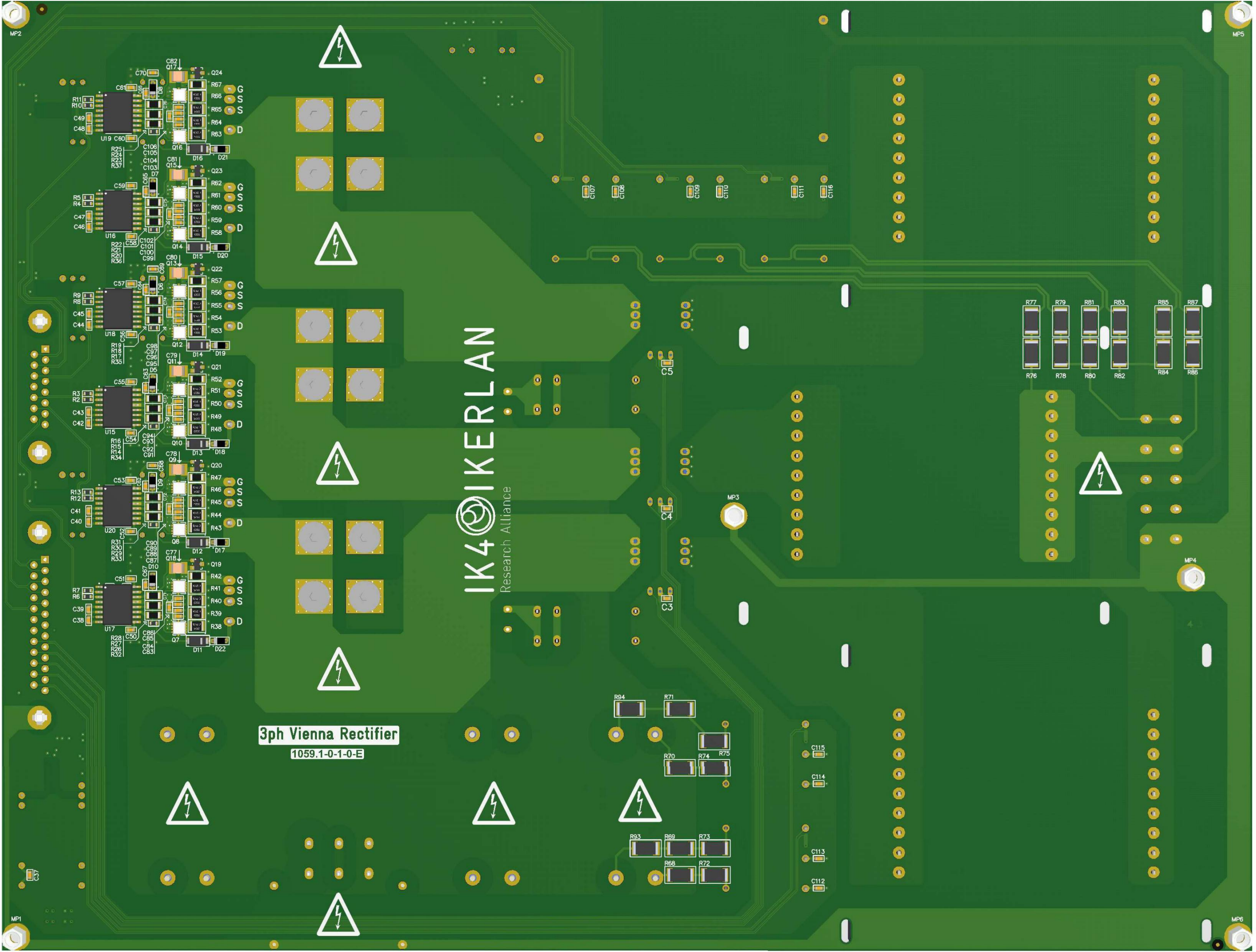




IK4@IKERLAN
Research Alliance

3ph Vienna Rectifier

1059.1-0-1-0-E



DOCUMENTO IV
PLIEGO DE CONDICIONES

1. DISPOSICIONES GENERALES

1.1. RESUMEN DEL PROYECTO

El Proyecto desarrollado consiste en el diseño e implementación de un convertidor rectificador trifásico basado en la topología *VIENNA* de 10kW de potencia nominal. El convertidor de potencia se encarga de transformar las tensiones trifásicas de la conexión a la red, en dos buses de tensión continua a la salida de 450V cada uno, creando una tensión total de 900V.

El prototipo se compone de una etapa de potencia, una tarjeta de adaptación y una etapa de control implementada en el sistema dSPACE.

1.2. ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES

El Pliego de Condiciones establece los mínimos legales que deben satisfacerse para ejecutar el Proyecto.

Las condiciones recogidas serán aplicables durante el proceso de diseño, fabricación y validación del prototipo.

2. CONDICIONES TÉCNICAS

2.1. ALIMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR

El convertidor debe de ser alimentado a través de una fuente de alimentación trifásica que aplique unas tensiones trifásicas de 230 voltios de valor RMS y 50 hercios de frecuencia. En esta etapa del prototipo no se aconseja conectar directamente el convertidor de potencia a la red ya que la fuente trifásica permite tener mayores protecciones.

2.2. CARACTERÍSTICAS DE SEGURIDAD

Debido a las tensiones utilizadas en el prototipo es necesario tomar una serie de precauciones de seguridad para la correcta utilización y funcionamiento del prototipo.

Debido a las tensiones utilizadas en el prototipo del convertidor tanto de entrada como de salida, existe riesgo de accidente eléctrico. Se recomienda que mientras la placa de potencia se mantenga alimentada, el usuario correspondiente no haga contacto físico con la placa con partes de su cuerpo u objetos conductores. Se recomienda esperar unos minutos después del apagado del sistema, debido a que los condensadores deben descargarse naturalmente a través de la carga para evitar el peligro accidente eléctrico.

El circuito presenta un aumento de temperatura en puntos del circuito debido a su continuo funcionamiento que pueden ocasionar quemaduras y que persiste pasados unos minutos después de dejar de alimentar la placa. Se recomienda esperar unos minutos para el manejo de la misma por un operario.

2.3. CONDICIONES DE EJECUCIÓN

El proyecto debe de ejecutarse según el diseño descrito en la Memoria de este Proyecto. Cualquier variación del mismo será responsabilidad del usuario.

2.4. PRECAUCIONES DE USO

El prototipo no debe de ser alimentado con tensiones por encima de las establecidas por la Memoria y Pliego de Condiciones. La incorrecta alimentación del convertidor puede degenerar en incorrecto funcionamiento del dispositivo y en roturas catastróficas del mismo.

3. CONDICIONES LEGALES

3.1. USO DEL CONVERTIDOR

El Proyecto desarrolla un rectificador trifásico basado en la topología *VIENNA* con carácter de prototipo y carece de los permisos necesarios para ser utilizado de manera formal en la industria.

El convertidor podrá ser utilizado para pruebas experimentales en un entorno controlado que respete la seguridad de las personas y del entorno en su utilización. Debe de ser utilizado tomando las precauciones expuestas en este documento con anterioridad para su correcto funcionamiento.

El uso indebido del prototipo será responsabilidad única y directa del usuario y exime de responsabilidad civil y penal al proyectante.

3.2. PROPIEDAD INTELECTUAL

La propiedad intelectual corresponde al proyectante y a la Universidad de Cantabria. Aquellas partes que se han tomado de trabajos externos son propiedad de su autor original y se citan a lo largo del Proyecto.

DOCUMENTO V
ESTADO DE MEDICIONES

1. ETAPA DE POTENCIA

En este apartado se recogen todos los componentes empleados en la construcción en la etapa de potencia del convertidor *VIENNA*. Se han categorizado por secciones que corresponden con los apartados en la Memoria del diseño y elección de componentes del convertidor.

1.1. SEMICONDUCTORES Y DRIVERS

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
1.1.1	MOSFET N, CoolMOS, Vds=650V, Id=151A,	6
1.1.2	Diodo Schottky doble en oposición If=2x45A, Vrrm=1200V	3
1.1.3	Dual-Output Gate Drive Optocoupler Interface 1.4kV	6

1.2. CONDENSADORES Y CIRCUITO DE PRECARGA

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
1.2.1	Condensador electrolitico 330uF, 500V,	6
1.2.2	Diodo If=150mA, Vrrm=100V, 200mW, SOD323	2
1.2.3	Condensador 100nF, 50V, 10%, X7R, 0603	1
1.2.4	Resistencia 22K, 5%, 100mW, 0603	1
1.2.5	Condensador electrolitico 33uF, 35V, 20%, case D, FK-V	1
1.2.6	Resistencia 2M2, 5%, 100mW, 0603	1
1.2.7	MOSFET P, Vds=60V, Id=2.5A, Rds=0.2, 670mW, SOT23-3	1
1.2.8	Resistencia 150R, 5%, 10W, TWW10	2
1.2.9	Relé de 24V con 1 contacto simple 16Amp, 250Vac	2

1.3. INDUCTORES

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
1.3.1	Núcleo de ferrita, N87, 4500nH, 80 x 20.2 x 38.5mm	6
1.3.2	Núcleo de bobina, FS-2E-6527-20, 16 pines, Rynite FR530(L)	3

1.4. SENSORES

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
1.4.1	Sensor de corriente I _{pn} =15A unipolar, LEM	3
1.4.2	Sensor tensión V _{pn} = 500V, LEM	5

1.5. PCB DE POTENCIA

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
1.5.1	PCB potencia	1

1.6. DISIPADOR

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
1.1.1	Radiador serie LAM5, 0.25 K/W con ventilador a 24Vdc	1

1.7. COMPONENTES AUXILIARES

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
1.7.1	Diodo I _f =150mA, V _{rrm} =100V, 200mW, SOD323	2
1.7.2	Condensador 10pF, 50V, 5%, NP0, 0603	6
1.7.3	Condensador 1nF, 50V, 5%, NP0, 0603	6
1.7.4	Condensador 100nF, 50V, 10%, X7R, 0603	54
1.7.5	Condensador 10uF, 50V, 10%, X7R, 1210	6
1.7.6	Separador hexagonal laton, M3 H-H, tal=3.25mm, h=10mm	6
1.7.7	Conector 3 pines, paso 7.62, acodado I=20A, 300V, PC4	1
1.7.8	Conector 5 pines, paso 7.62, acodado I=20A, 630V, PC4	1
1.7.9	Conector SUB-D 15 pines, hembra, acodado I=3A, 1kV, HD20	1
1.7.10	Conector SUB-D 25 pines, hembra, acodado I=3A, 1kV, HD20	1
1.7.11	Inductancia 1K/100MHz, 1A, 25%, 0.3ohms, 0805	10
1.7.12	Diodo led I _{fmax} =20mA, V _f =3.2V, verde, 20mcd, 0603	1
1.7.13	Conector 2 pines, paso 2mm, recto, I=2A, 100V, Serie PH	1

1.7.14	Condensador 22nF, 300Vac, Y2, 20%, Polypropylene	2
1.7.15	Condensador 330nF, 16V, 10%, X7R, 0603	6
1.7.16	Resistencia 1K, 1%, 100mW, 0603	7
1.7.17	Resistencia 2K, 1%, 100mW, 0603	6
1.7.18	Resistencia 5R6, 5%, 250mW, 1206	12
1.7.19	Resistencia 10K, 5%, 100mW, 0603	1
1.7.20	Resistencia 100R, 5%, 100mW, 0603	6
1.7.21	Resistencia 330R, 1%, 250mW, 1206	12
1.7.22	Condensador electrolítico 33uF, 25V, 20%	8
1.7.23	Condensador electrolítico 33uF, 35V, 20%	3
1.7.24	Condensador electrolítico 47uF, 35V, 20%	5
1.7.25	Fuente de alimentación, Vin=85-264Vac, Vout=24V, 30W	1
1.7.26	Condensador 1uF, 50V, 10%, X5R, 0603	16
1.7.27	Diodo Schottky If=500mA, Vrrm=40V, SOD123	6
1.7.28	Resistencia 10K, 1%, 1.5W, 2512	20
1.7.29	Resistencia 5K1, 1%, 1.5W, 2512	2
1.7.30	Diodo Zener Vz=4.3V, 500mW, 5%, SOD123	6
1.7.31	Convertidor CC/CC, Vin=21.6V a 26.4V, Vout=5V, 2W, SIP7	1
1.7.32	Resistencia 22R1, 1%, 500mW, 1210	24
1.7.33	MOSFET N, Vds=40V, Id=3.9A, Rds=0.045, 750mW, SOT23-3	6
1.7.34	MOSFET N, Vds=60V, Id=8.7A, Rds=0.025, 1.5W, PowerPAK	6
1.7.35	MOSFET P, Vds=60V, Id=5.7A, Rds=0.065, 1.5W, PowerPAK	6
1.7.36	Diodo rectificador rápido If=1A, Vrrm=1200V, DO214AC/SMA	6
1.7.37	Convertidor CC/CC, Vin=18-36V, Vout=+/-15V, 8W	4
1.7.38	Conector aéreo 5 pines, paso 7.62, PC4	1
1.7.39	Conector aéreo 3 pines, paso 7.62, PC4	1
1.7.40	Conector aéreo 2 pines, paso 2mm, Serie PH	1
1.7.41	Terminal crimpar 24-30 AWG	2

2. ETAPA DE CONTROL

En este apartado se incluye los componentes utilizados en la tarjeta de adaptación entre la placa de potencia y el sistema DSPACE.

2.1. TARJETA DE ADAPTACIÓN

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
2.1.1	Amplificador operacional OP482GSZ, 4MHz SOIC, 14 pines	4
2.1.2	Europlaca	1
2.1.3	Resistencia orificio pasante 6,8k Ω , 1W	8
2.1.4	Resistencia orificio pasante 13k Ω , 1/4W	16
2.1.5	Resistencia orificio pasante 15k Ω , 1/4W	20
2.1.6	Resistencia orificio pasante 8.2k Ω , 1/4W	9
2.1.7	Resistencia orificio pasante ,1/4W	3
2.1.8	Condensador cerámico 500pF	3
2.1.9	Condensador cerámico 2,2nF	10
2.1.10	Condensador cerámico 100pF	8
SUBTOTAL		

3. EQUIPO UTILIZADO

Se consideran las horas de uso de equipo necesario para el diseño, fabricación y validación del prototipo del convertidor *VIENNA* de este Proyecto.

Nº Referencia	Descripción.	Uds.
3.1.1	Horas de osciloscopio	40
3.1.2	Horas de generador de señales	2
3.1.3	Horas de fuentes de alimentación continua	10
3.1.4	Horas de soldador	35
3.1.5	Horas de multímetro	30
3.1.6	Horas de ordenador	250
3.1.7	Horas de dSPACE	50
3.1.8	Horas fuente trifásica	32

DOCUMENTO VI
PRESUPUESTO

1. COSTES MATERIALES DE LA ETAPA DE POTENCIA

En este apartado se recogen los costes de la fabricación de la etapa de potencia del rectificador *VIENNA*. Se ha dividido en apartados que recogen los componentes más importantes del circuito y posteriormente, un apartado con los componentes auxiliares como fuentes de alimentación, conectores y demás dispositivos necesarios para el funcionamiento de la placa.

1.1. SEMICONDUCTORES Y DRIVERS

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
1.1.1	MOSFET N, CoolMOS, Vds=650V, Id=151A,	6	8,22€	49,32€
1.1.2	Diodo Schottky doble en oposición If=2x45A, Vrrm=1200V	3	23,60€	71,70€
1.1.3	Dual-Output Gate Drive Optocoupler Interface 1,4kV	6	5,67€	34,02€
SUBTOTAL			121,02€	

1.2. CONDENSADORES Y CIRCUITO DE PRECARGA

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
1.2.1	Condensador electrolitico 330uF, 500V,	6	12,57€	75,42€
1.2.2	Diodo If=150mA, Vrrm=100V, 200mW, SOD323	2	0,16€	0,32€
1.2.3	Condensador 100nF, 50V, 10%, X7R, 0603	1	0,19€	0,19€
1.2.4	Resistencia 22K, 5%, 100mW, 0603	1	0,11€	0,11€
1.2.5	Condensador electrolitico 33uF, 35V, 20%,	1	0,51€	0,51€
1.2.6	Resistencia 2M2, 5%, 100mW, 0603	1	0,08€	0,08€
1.2.7	MOSFET P, Vds=60V, Id=2.5A, SOT23-3	1	0,60€	0,60€
1.2.8	Resistencia 150R, 5%, 10W, TWW10	2	1,29€	2,58€
1.2.9	Relé de 24V con 1 contacto simple 16Amp, 250Vac	2	3,50€	7,00€

SUBTOTAL	86,81€
----------	--------

1.3. INDUCTORES

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
1.3.1	Núcleo de ferrita, N87, 4500nH, 80 x 20.2 x 38.5mm	6	5,79€	34,74€
1.3.2	Núcleo de bobina, FS-2E-6527-20, 16 pines, Rynite FR530(L)	3	3,61€	10,83€
SUBTOTAL			45,57€	

1.4. SENSORES

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
1.4.1	Sensor de corriente I _{pn} =15A unipolar, LEM	3	15,19€	45,57€
1.4.2	Sensor tensión V _{pn} = 500V, LEM	5	60,00€	300,00€
SUBTOTAL			345,57€	

1.5. PCB DE POTENCIA

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
1.5.1	PCB potencia	1	114,39€	114,39€
SUBTOTAL			114,39€	

1.6. DISIPADOR

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
1.1.1	Radiador serie LAM5, 0.25 K/W con ventilador a 24Vdc	1	42,03€	42,03€
SUBTOTAL			42,03€	

1.7. COMPONENTES AUXILIARES

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
1.7.1	Diodo If=150mA, Vrrm=100V, 200mW, SOD323	2	0,16€	0,32€
1.7.2	Condensador 10pF, 50V, 5%, NP0, 0603	6	0,04€	0,24€
1.7.3	Condensador 1nF, 50V, 5%, NP0, 0603	6	0,18€	1,08€
1.7.4	Condensador 100nF, 50V, 10%, X7R, 0603	54	0,19€	10,26€
1.7.5	Condensador 10uF, 50V, 10%, X7R, 1210	6	4,96€	29,76€
1.7.6	Separador hexagonal laton, M3 H-H, tal=3.25mm, h=10mm	6	0,65€	3,90€
1.7.7	Conector 3 pines, paso 7.62, acodado l=20A, 300V, PC4	1	4,82€	4,82€
1.7.8	Conector 5 pines, paso 7.62, acodado l=20A, 630V, PC4	1	7,99€	7,99€
1.7.9	Conector SUB-D 15 pines, hembra, acodado l=3A, 1kV, HD20	1	3,73€	3,73€
1.7.10	Conector SUB-D 25 pines, hembra, acodado l=3A, 1kV, HD20	1	3,84€	3,84€
1.7.11	Inductancia 1K/100MHz, 1A, 25%, 0.3ohms, 0805	10	0,23€	2,30€
1.7.12	Diodo led Ifmax=20mA, Vf=3.2V, verde, 20mcd, 0603	1	0,44€	0,44€
1.7.13	Conector 2 pines, paso 2mm, recto, l=2A, 100V, Serie PH	1	0,40€	0,40€
1.7.14	Condensador 22nF, 300Vac, Y2, 20%, Polypropylene	2	0,64€	1,28€
1.7.15	Condensador 330nF, 16V, 10%, X7R, 0603	6	0,37€	2,22€
1.7.16	Resistencia 1K, 1%, 100mW, 0603	7	0,02€	0,14€
1.7.17	Resistencia 2K, 1%, 100mW, 0603	6	0,11€	0,66€
1.7.18	Resistencia 5R6, 5%, 250mW, 1206	12	0,06€	0,72€
1.7.19	Resistencia 10K, 5%, 100mW, 0603	1	0,17€	0,17€
1.7.20	Resistencia 100R, 5%, 100mW, 0603	6	0,11€	0,66€
1.7.21	Resistencia 330R, 1%, 250mW, 1206	12	0,34€	4,08€

1.7.22	Condensador electrolítico 33uF, 25V, 20%	8	0,43€	3,44€
1.7.23	Condensador electrolítico 33uF, 35V, 20%	3	0,51€	1,53€
1.7.24	Condensador electrolítico 47uF, 35V, 20%	5	0,55€	2,75€
1.7.25	Fuente de alimentación, Vin=85-264Vac, Vout=24V, 30W	1	46,13€	46,13€
1.7.26	Condensador 1uF, 50V, 10%, X5R, 0603	16	0,20€	3,20€
1.7.27	Diodo Schottky If=500mA, Vrrm=40V, SOD123	6	0,41€	2,46€
1.7.28	Resistencia 10K, 1%, 1.5W, 2512	20	0,19€	3,80€
1.7.29	Resistencia 5K1, 1%, 1.5W, 2512	2	0,79€	1,58€
1.7.30	Diodo Zener Vz=4.3V, 500mW, 5%, SOD123	6	0,24€	1,44€
1.7.31	Convertidor CC/CC, Vin=21.6V a 26.4V, Vout=5V, 2W, SIP7	1	14,57€	14,57€
1.7.32	Resistencia 22R1, 1%, 500mW, 1210	24	0,20€	4,80€
1.7.33	MOSFET N, Vds=40V, Id=3.9A, Rds=0.045, 750mW, SOT23-3	6	0,64€	2,56€
1.7.34	MOSFETt N, Vds=60V, Id=8.7A, Rds=0.025, 1.5W, PowerPAK	6	1,63€	9,78€
1.7.35	MOSFET P, Vds=60V, Id=5.7A, Rds=0.065, 1.5W, PowerPAK	6	1,74€	10,44€
1.7.36	Diodorectificadorrapido If=1A, Vrrm=1200V, DO214AC/SMA	6	0,49€	2,94€
1.7.37	Convertidor CC/CC, Vin=18-36V, Vout=+/- 15V, 8W	4	29,29€	117,16€
1.7.38	Conector aéreo 5 pines, paso 7.62, PC4	1	10,28€	10,28€
1.7.39	Conector aéreo 3 pines, paso 7.62, PC4	1	6,18€	6,18€
1.7.40	Conector aéreo 2 pines, paso 2mm, Serie PH	1	0,09€	0,09€
1.7.41	Terminal crimpar 24-30 AWG	2	0,09€	0,18€
SUBTOTAL			327,32€	

TOTAL ETAPA DE POTENCIA	1082,71€
--------------------------------	-----------------

2. COSTES MATERIALES ETAPA DE CONTROL

En este apartado se incluye los componentes utilizados en la tarjeta de adaptación entre la placa de potencia y el sistema DSPACE.

2.1. TARJETA DE ADAPTACIÓN

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
2.1.1	Amplificador operacional OP482GSZ, 4MHz SOIC, 14 pines	4	4,38€	17,20€
2.1.2	Europlaca	1	4,90€	4,90€
2.1.3	Resistencia orificio pasante 6,8kΩ, 1W	8	0,11€	0,88€
2.1.4	Resistencia orificio pasante 13kΩ, 1/4W	16	0,22€	3,52€
2.1.5	Resistencia orificio pasante 15kΩ, 1/4W	20	0,13€	2,60€
2.1.6	Resistencia orificio pasante 8.2kΩ, 1/4W	9	0,11€	0,99€
2.1.7	Resistencia orificio pasante ,1/4W	3	0,14€	0,42€
2.1.8	Condensador cerámico 500pF	3	0,09€	0,27€
2.1.9	Condensador cerámico 2,2nF	10	0,16€	1,60€
2.1.10	Condensador cerámico 100pF	8	0,29€	2,32€
SUBTOTAL			34,70	

TOTAL ETAPA DE CONTROL	34,70€
-------------------------------	---------------

3. EQUIPO UTILIZADO

En el diseño y fabricación de las dos etapas del convertidor se han utilizado diversos equipos. Para contabilizar en el coste el uso y desgaste de los mismos, se ha supuesto una amortización lineal de los equipos con duración de 10 años.

Se incluyen los costes de mantenimiento y consumo eléctrico dentro del coste horario, así como costes de licencias dentro de las referencias 3.1.6 y 3.1.7.

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
3.1.1	Horas de osciloscopio	40	1,50€	60,00€
3.1.2	Horas de generador de señales	2	1,50€	3,00€
3.1.3	Horas de fuentes de alimentación continua	10	2,00€	20,00€
3.1.4	Horas de soldador	35	0,75€	26,25€
3.1.5	Horas de multímetro	30	0,50€	15,00€
3.1.6	Horas de ordenador	250	1,00€	250,00€
3.1.7	Horas de DSPACE	50	5,00€	250,00€
3.1.8	Horas de fuente trifásica	32	4,00€	128,00€
SUBTOTAL			752,25€	

TOTAL EQUIPO UTILIZADO	752,25€
-------------------------------	----------------

4. MANO DE OBRA

Esta sección recoge todos los costes asociados a la mano de obra directa necesarios para la ejecución de este prototipo.

Nº Referencia	Descripción.	Uds.	Precio / Ud.	Precio total
4.1.1	Horas de diseño etapa potencia	150	10,00€	1500,00€
4.1.2	Horas de diseño etapa de control	200	10,00€	2000,00€
4.1.3	Horas de soldadura	35	15,00€	525,00€
4.1.4	Horas de validación	50	10,00€	500,00€
SUBTOTAL			4525,00€	

TOTAL MANO DE OBRA	4525,00€
---------------------------	-----------------

5. TOTAL

Total Etapa de Potencia	1082,71€
Total Etapa de Control	34,70€
Total Equipo utilizado	752,25€
Total Mano de obra	4525,00€
TOTAL PROTOTIPO	6394,66€

El prototipo de este Proyecto tiene un coste total de ***seis mil trescientos noventa y cuatro euros con sesenta y seis céntimos.***

Para la fabricación de sucesivos rectificadores se estima una reducción del 30% en el coste de material ya que en compras al por mayor se reduce el precio unitario, y una reducción al 25% de costes de equipos y mano de obra ya que no se computarían horas por diseño. La fabricación de rectificadores a partir del prototipo expuesto en este Proyecto tendría un coste de *dos mil ciento un euros con cincuenta céntimos* por unidad fabricada.

REFERENCIAS

- [1] M. H. J. W. K. T. Friedli, «The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems - Part II,» de *IEEE Transactions on Power Electronics*, Zurich, IEEE, 2014, pp. 543-560.
- [2] G. F. Y. L. B. W. W. Zhang, «A Digital Power Factor Correction (PFC) Control Strategy Optimized for DSP,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 19, nº 6, pp. 1474-1485, 2004.
- [3] A. T. S. E. A. Siebert, «AC to DC Power Conversion Now and in the Future,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 38, nº 4, pp. 934-940, 2002.
- [4] K. M. S. C. Qiao, «A General Three-phase PFC Controller,» *IEEE FOR POWER ELECTRONICS*, vol. 51, nº 5, pp. 2504-2511, 1999.
- [5] H. L. H. J. R. P. H. C. Sartori, *An optimum design of PFC Boost Converters*, Santa Maria – RS - Brasil: DPEE, FEDERAL UNIVERSITY OF SANTA MARIA, 2006.
- [6] F. C. Z. J. W. Kolar, «A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 44, nº 4, pp. 456-467, 1997.
- [7] B. N. S. A. C. K. A.-H. A. P. D. P. K. B. Singh, «A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 51, nº 3, pp. 641-660, 2004.
- [8] F. W. R. B. D. B. R. La, «Average Modeling and Control Design for VIENNA-Type Rectifiers Considering the DC-Link Voltage Balance,» *IEEE*

TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 24, nº 11, pp. 2509-2522, 2009.

- [9] D. M. V. d. S. J. A. M. K. de Gusseme, «Design Issues for Digital Control of Boost Power Factor Correction Converters,» *IEEE Transactions for power electronics*, vol. 17, nº 3, pp. 731-736, 2002.
- [10] M. Nikouei, *Design and Evaluation of the VIENNA Rectifier for a 5MW Wind Turbine System*, Gothenburg, Sweden: Division of Electric Power Engineering, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 2013.
- [11] S. D. R. H. E. J. W. K. M. Hartmann, «Digital Current Controller for a 1 MHz, 10 kW Three-Phase VIENNA Rectifier,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 24, nº 11, p. 2496, 2009.
- [12] Z. L. H. C. G. Z. E. Qi, «Modelling and Control of Single Phase VIENNA Rectifier,» de *International Conference on Industrial Informatics*, Poitiers, France, 2016.
- [13] P. S. K. R. T. Thangavelu, «Modelling and control of VIENNA rectifier a single phase approach,» *IET Power Electronics* , vol. 8, nº 12, pp. 2471-2482, 2015.
- [14] «Electronics-Tutorials,» 2018. [En línea]. Available: <https://www.electronics-tutorials.ws/filter/second-order-filters.html>. [Último acceso: Octubre 2018].
- [15] Vishay, *Vishay part number: MAL219390102E3, Datasheet*, 2017.
- [16] Fisher Elektronik, *Miniature cooling aggregates, Datasheet*, 2008.
- [17] AVAGO, *ACPL-339J, Dual-Output Gate Drive Optocoupler, Datasheet*, 2015.

- [18] Infineon, *IPZA60R060P7, 600V CoolMOS™ P7 Power Transistor, Datasheet*, 2018.
- [19] A. Méndez, *Guía para el cálculo de disipadores térmicos en dispositivos electrónicos.*, 2016.
- [20] ST, *ST-STTH9012TV, Datasheet*, 2006.
- [21] LEM, *Voltage Transducer LV 25-P, Datasheet*, 2014.
- [22] LEM, *Current Transducer LES 15-NP, Datasheet*, 2017.
- [23] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Colorado: KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2004.
- [24] National Instruments, «National Instruments,» 2019. [En línea]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/54448/es/>. [Último acceso: Enero 2019].
- [25] Infineon, *MOSFET Power Losses Calculation using the datasheet, guide*, 2017.

